radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung für ein einfaches Transistorvoltmeter

PREIS DM 2,00

VERLAGSPOSTAMT LEIPZIG · 8. JAHRGANG

APRIL 1959

8

VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze

radio und fernsehen
Chefredakteur: Johannes Brettschneider
Verantw. Redakteur: Klaus K. Streng
Veröffentlicht unter ZLN 5227

Alleinige Anzeigenannahme: DEWAG-Werbung, Berlin C 2, Rosenthaler Straße 25-31, und alle DEWAG-Filialen in den Bezirksstädten. Gültige Preisliste Nr. 5

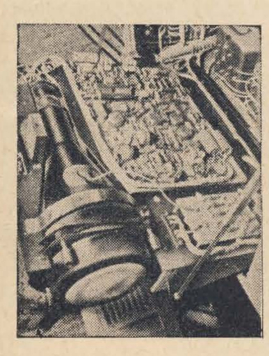
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R.E.P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C.F.R., Bukarest
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

CONTENTS



Titelbild:
Im französischen Pavillon der Leipziger Messe stellte die Compagnie des Compteurs einen (bereits in unserem Messebericht erwähnten) Wolkenhöhenmesser aus, den wir auf Seite 257 näher beschreiben
Foto: H. Blunck

UNSERE LESER SCHREIBEN

Gestatten Sie mir ein paar Worte über Ihre Zeitschrift. Seit ihrem Erscheinen im Jahre 1952 bin ich Leser und habe ihr schon viel Wissenswertes entnommen. Sie ist eine interessante Fachlektüre und für mich unentbehrlich als Nachschlagewerk und zur beruflichen Weiterbildung. Als aufmerksamer Leser möchte ich sagen, daß ich mit der Ausgestaltung der Zeitschrift sowie mit ihrem technischen Inhalt zufrieden bin. Ohne Übertreibung kann gesagt werden, daß Ihre Zeitschrift eine Wissensquelle für den Praktiker und Amateur sowie eine richtungweisende Informationsschrift für den Techniker ist. Ich wünsche Ihnen deshalb für die kommenden Auflagen viel Erfolg.

R. K., Triptis

*

Ich bitte um Mitteilung, ob bei einer gestaffelten UKW-Antenne für Fernsehzwecke der Reflektor geteilt oder ungeteilt ist.

M. D., Bitterfeld

Bei einer UKW-Antenne ist der Reflektor geteilt, wenn es sich um einen Ganzwellendipol handelt. Er ist nicht geteilt, wenn er zu einem Halbwellendipol gehört.

*

Über interessante Überreichweiten im Band II (UKW) berichtet unser Leser K. D. aus Radeberg. Mit einem einfachen gestreckten Dipol, Empfangsrichtung NW—SO, empfing er u. a.

am 16. 6. sowie am 9. 8. 1958 italienische Sender mit stark schwankender Feldstärke und

am 19. 7. und 29. 9. 1958 dänische Sender.

*

Als Reparaturunterlagen geben alle geräteherstellenden Betriebe von Zeit zu Zeit Schaltungsunterlagen und Abgleichanweisungen an die Vertragswerkstätten heraus. Diese Unterlagen erscheinen in allen Größenformaten, teils als Hefte, teils als Mappen und auch als fliegende Blätter. Das Auffinden von Schaltungen erfordert somit unnötige Zeit, und die Haltbarkeit der Unterlagen ist sehr begrenzt. Diese Feststellung stammt nicht allein von mir, sondern auch aus anderen Vertragswerkstätten. Meine Frage und Bitte richtet sich nun an Sie: Ist es Ihnen möglich, eine Zusammenfassung von Schaltungen und Abgleichanweisungen aller Rundfunk- und TV-Geräte, die sich seit etwa 1955 bis heute auf dem DDR-Markt befinden, herauszubringen?

H. T., Ilmenau

So wertvoll Ihre Anregung ist, bedauern wir doch, daß wir sie nicht realisieren können. Die Herausgabe von Reparaturunterlagen ist eindeutig die Pflicht der empfängerbauenden Industrie, und wir gedenken nicht, den Werken diese Mühe abzunehmen. Wie Sie sich vorstellen können, ist übrigens die Herausgabe einer solchen Sammlung ein Unterfangen, welches viel Zeit, Geld und Mühe erfordert, die wir nicht zusätzlich zu unseren anderen Aufgaben aufbringen können.
Wir bitten Sie dafür um Verständnis.

. . . darf ich Ihnen bestätigen, daß Sie eine glückliche Themenwahl gerade im Heft 5 trafen. So paßt die (gekürzte) Erklärung der III. Pugwash-Konferenz zusammen mit dem Titelbild vorzüglich in den Rahmen. Sie haben auch recht, wenn Sie die Erklärung den publizistischen Organen der DBR empfehlen.

W. L., Jena

*

Warum polemisieren Sie eigentlich mit solcher Schärfe gegen die Beteiligung von Telefunken an der Bewaffnung der Bundeswehr und verschweigen gleichzeitig die Tatsache, daß die Ostzone ebenfalls aufrüstet? Halten Sie ein solches Vorgehen für sachlich?

H. P., Berlin W 30

Wir haben eigentlich die Existenz der Nationalen Volksarmee der Deutschen Demokratischen Republik nie verschwiegen. Offiziere der NVA beschreiben technisch interessante Geräte in unserer Zeitschrift, z. B. in radio und fernsehen 5 (1958) und 3, 5 und 7 (1959). Es ist uns völlig verständlich, wenn in der heutigen Situation ein souveräner Staat über Nationale Streitkräfte zu seiner Verteidigung verfügt. Das gilt selbstverständlich auch für die Bundesrepublik. Unsere Bedenken rühren also nicht aus der Existenz der Bundeswehr an sich, sondern erstens daher, daß sie eben nicht eine nationale Armee zur Verteidigung der Bundesrepublik darstellt, sondern im Rahmen des Militärbündnisses der NATO fremdem Kommando untersteht, das mit deutschen Interessen nichts zu tun hat. Zweitens halten wir es für keinen Zufall, daß gerade solche Männer an der Spitze der westdeutschen Wiederaufrüstung und der Bundeswehr stehen, die schon einmal eine deutsche Armee nicht etwa für Deutschlands Sicherheit, sondern zu Deutschlands Verderben für den fürchterlichen Angriffskrieg ausrüsteten, den die Geschichte bisher kennt. Und drittens kommt es auch darauf an, was für Waffen produziert werden. Wir wissen aus westdeutschen Wirtschaftszeitschriften [„Der Volkswirt" 4 (1959)], daß Telefunken zu einer Gruppe westeuropäischer Firmen gehört, die englische und amerikanische Raketen (auch mit Atomsprengköpfen) nachbauen sollen. Herr H. P.: im Ernstfall werden Ihnen in Westberlin diese Dinger genauso auf den Kopf fallen, wie uns! Das sind die Gründe — deren sachlichen Charakter Sie uns jetzt vielleicht zugeben werden —, die uns dazu führen, einen prinzipiellen Unterschied zwischen der Bewaffnung der Volksarmee der DDR und der Aufrüstung der Bundeswehr zu sehen.

*

Auf Grund zahlreicher Anfragen möchten wir nochmals darauf hinweisen, daß es uns zu unserem Bedauern nicht möglich ist, Bezugsquellen für Einzelteile nachzuweisen oder Sonderwünsche in bezug auf Bauanleitungen zu erfüllen! Sie ersparen sich und uns Zeit und Arbeit, wenn Sie von weiteren Anfragen zu diesen Themen absehen. Vielen Dank!

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem . . .

- Koffersuper „Spatz 58"
- UKW-Verkehrsfunk
- Phasenumkehrstufe mit Transistoren
- Elektronisches Sieb- und Entkopplungsglied hoher Dämpfung
- Bauanleitung für eine RLCZ-Meßbrücke



▼ **Der VEB Gleichrichterwerk Großräschen** verwendet jetzt für die Herstellung von Selen-Trokkengleichrichtern Reinst-Selen, das aus im Mansfelder Kupfer-Kombinat anfallenden Selenrückständen gewonnen wird. Dadurch können die sehr kostspieligen Selen-Importe fast völlig eingespart werden.

▼ **Das Großhandelskontor Technik Berlin** teilt uns mit, daß es Ersatzteile für Fernsehgeräte aus der Volksrepublik Ungarn auf Anforderung der Vertragswerkstätten liefert. Die Vertragswerkstätten möchten sich mit ihren Materialanforderungen direkt an das GHK Technik Berlin, Abteilung Import, wenden.

▼ **Die Rundfunkräte** und Verwaltungsräte des Westdeutschen und des Norddeutschen Rundfunks und das Kuratorium Nordwestdeutscher Rundfunk-Verband haben den Aufbau einer zweiten Fernsehsenderkette beschlossen. Sie befinden sich damit in Konkurrenz zur westdeutschen Bundesregierung, die den Aufbau einer zweiten Fernsehsenderkette durch die Bundespost beschlossen hatte [siehe auch „Warum ein kommerzielles Fernsehprogramm in der Bundesrepublik?" und „Warum ‚Reformierung' des Rundfunks in der Bundesrepublik", radio und fernsehen 15 (1958) und 3 (1959)].

▼ **Das erste englische** durch Atomkraft angetriebene U-Boot „Dreadnought" wird seine maschinelle Einrichtung von der amerikanischen Firma Westinghouse Electric International Co. erhalten, die auch die Ausrüstung für die neuesten amerikanischen atomkraftangetriebenen U-Boote liefert.

▼ **Die englische Firma Marconi** errichtet eine 4000-MHz-Richtfunkstrecke zwischen Oslo (Norwegen) und Karlsbad (Schweden). Diese Strecke, die zugleich 600 Ferngespräche übertragen kann, wird Norwegen an die Eurovision anschließen.

▼ **450 Transistoren pro Stunde** produziert die von der amerikanischen Firma Philco konstruierte halbautomatische Anlage „Fast Automatic Transfer" („Schnelle automatische Beförderung"). Insgesamt 33 Arbeitsgänge sind automatisiert. Auf diese Art und Weise hofft man in den USA, die Preise für Transistoren langsam denen für Röhren angleichen zu können.

▼ **Auf der Moskauer Untergrundbahn** sowie im Vorortverkehr sollen noch dieses Jahr Züge ohne Zugführer laufen. Deren Platz wird von elektronischen Regel- und Steuergeräten eingenommen werden, die von der sowjetischen Akademie der Wissenschaften entwickelt werden.

▼ **Tiefstfrequenzen bis zu 0,0001 Hz** erzeugt mit guter Stabilität ein von Solatron (USA) entwikkeltes Gerät.

▼ **Nach dem Kopenhagener Wellenplan** umfaßt der Mittelwellenbereich von 529···1602 kHz 121 Kanäle. Dieses Gebiet sollte auf 200 AM-Rundfunksender aufgeteilt werden. Heute werden in Europa 414 Mittelwellensender betrieben.

Statistik der Rundfunk- und Fernsehteilnehmer in der DDR

Stand vom 28. Februar 1959:

Bezirk	Rundfunkteilnehmer insgesamt	davon Fernsehteilnehmer
Rostock	228 311	12 311
Schwerin	174 426	8 526
Neubrandenburg	171 418	8 218
Potsdam	357 016	38 516
Frankfurt (Oder)	193 332	12 932
Cottbus	226 877	10 077
Magdeburg	410 035	35 735
Halle	598 753	34 453
Erfurt	361 172	30 672
Gera	225 823	10 723
Suhl	149 740	10 740
Dresden	640 138	35 138
Leipzig	516 842	28 242
Karl-Marx-Stadt	714 673	46 773
Berlin	433 233	36 033
	5 401 789 (+9 372)	359 089 (+18 972)

Die Leipziger Frühjahrsmesse 1959 in der Fachpresse

„Ausstellungstechnisch ist dieser Querschnitt durch die Gesamtproduktion des neuen China — beginnend von der Landwirtschaft bis zum modernen Verkehrsradar und den feinsten optischen Präzisionsinstrumenten — eine technisch-künstlerische Leistung, wie man sie bisher noch nirgends auf der Welt gesehen hat. Denn im Gegensatz zur Brüsseler Weltausstellung ist ja Leipzig eine echte Messe, eine Verkaufs- und Einkaufsveranstaltung größten Stils.

Man wird den Gedanken nicht los: Wenn diese chinesische Halle in Chicago oder Detroit stünde, könnte sie sehr viel zum Verständnis der fast magischen Entwicklung des fernen China beitragen ... Dieses Nebeneinander von uralt und neu erzeugt eine Atmosphäre, die fast beklemmt, weil man Zeuge davon wird, wie eine Industrie, zu deren Wachsen Europa 200 Jahre gebraucht hat, sozusagen über Nacht aus dem Boden gestampft worden ist. (Aus dem Städtischen Kaufhaus):

... Dafür spielen die Tonbandgeräte eine beträchtliche Rolle, was man auch schon in den vorausgegangenen Jahren feststellen konnte. Ihre Technik ist ausgereift — es gibt viel mehr Musikschränke mit eingebauten Tonbandgeräten als bei uns. Endlich sind auch die ersten Wechsler herausgekommen, aber man baut sie nur zögernd ein, weil ja zuerst einmal das Plattenangebot nachziehen muß.

... Die Leipziger Messe hat diesmal den entscheidenden Schritt zur Großmesse des Ostens getan und sich auf eine Wirtschaftsfunktion besonnen, die ihr keine andere streitig machen kann. Wer mit den Ländern des Ostens ins Geschäft kommen will, muß sie besuchen."

radio-fernseh-händler Nr. 5+6/1959

„Auf Messen drängt die Zeit den Besucher immer. Vieles kann nur buchstäblich im Vorbeigehen aufgenommen und flüchtig registriert werden, aber schon dieser kurze Rundblick ließ den ernsthaften Willen erkennen, auch in der DDR stets sofort den schnellen Impulsen der stetigen Entwicklung zu folgen."

Herr A. Jänicke in der Funktechnik 6 (1959)

Fernsehumsetzer in der DDR

Nach Mitteilung des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen sind folgende Fernumsetzer im Bereich der Deutschen Demokratischen Republik bereits in Betrieb:

Ort	Kanal	Polarisation der Sendeantenne
Zittau	10	horizontal
Sonneberg	8	vertikal
Suhl	11	horizontal
Gera	11	horizontal
Saalfeld	11	horizontal
Jena	11	vertikal

Damit hat die Deutsche Post die Forderung, die der V. Parteitag der SED in bezug auf Fernsehumsetzer an sie stellte, bereits weitgehend erfüllt. Wir hoffen, unseren Lesern die Inbetriebnahme auch der restlichen Umsetzer, die in Kürze stattfinden soll, rechtzeitig mitteilen zu können.

In diesem Zusammenhang wurden wir von dem MPF gebeten, unsere Nachricht über die Umsetzer Zittau und Sonneberg in 3 (1959) dahingehend zu berichtigen, daß die Reichweite eines Umsetzers — je nach der Richtcharakteristik der Sendeantenne — zwischen 3 und 12 km liegt.

Neue Transistoren und Geräte

Ein neuer Transistor für tiefe Temperaturen befindet sich bei Sylvania (USA) in der Entwicklung. Dieser Transistor, der noch bei einer Temperatur von 2° K voll funktionsfähig sein soll, ist besonders für Erdsatelliten oder ähnliche Anwendungen der Elektronik im Weltraum gedacht. Die Wissenschaftler von Sylvania bezeichnen ihn als Korngrenzentransistor. Sie benutzen die Eigenschaften der Grenze zwischen zwei Kristallgitterstrukturen verschiedener Kornorientierung, die sich ähnlich npn- oder pnp-Verbindungen verhalten, je nachdem, ob Germanium oder Silizium benutzt wird.

Die Texas Instruments GmbH hat die **Produktionsaufnahme des UKW-Diffusionstransistors 2N559** bekanntgegeben. Dieser Transistor mit diffundierter Basis hat eine Grenzfrequenz von 250 MHz und eine Verlustleistung (in Luft) von über 150 mW. Er bleibt funktionsfähig in Temperaturen bis zu 100° C.

Die britische Firma Pye hat einen Koffer-Fernsehempfänger mit einer 43-cm-Bildröhre mit 110° Ablenkung und gedruckter Schaltung auf den Markt gebracht. Der rechteckige Bildschirm der Röhre, einer C17/6A von Cathodeon (einer Tochtergesellschaft von Pye), hat das Seitenverhältnis 5 : 4, beschneidet also die Bildseiten ein wenig. Die Fokussierung ist elektrostatisch, die Anodenspannung beträgt 16 kV. Die Abmessungen des Gerätes betragen ungefähr 38 × 44,5 × 33,6 cm.

Ein amerikanischer Amateur aus Ontario (Kalifornien) hat mit einem transistorierten Sender über eine Distanz von über 25 000 km eine Verbindung mit Johannesburg in Südafrika hergestellt. Der Sender, der mit dem kristallgesteuerten Oszillator-Transistor RCA 2 N 371 und als HF-Verstärker mit dem Transistor RCA 2 N 370 bestückt ist, besitzt eine Endleistung von nur 90 mW und wird von einer 15-V-Batterie gespeist.

Regelsystem für Eiserne Lunge

Ingenieure und Ärzte der Bell Laboratorien und der Medizinischen Fakultät der Universität von Illinois, USA, haben ein automatisches Regelverfahren für Eiserne Lungen entwickelt. Eiserne Lungen sind schon seit längerer Zeit für Patienten im Gebrauch, die an einer Paralyse der Atmungsorgane leiden.

Bis jetzt wurde jedoch die Luftzufuhr nicht automatisch den Bedürfnissen des Patienten angepaßt.

Nach dem neuen Regelverfahren wird die vom Patienten ausgeatmete Luft nach ihren Carbon-Dioxyd Bestandteilen analysiert. Unter einem Nasenloch des Patienten wird ein Röhrchen aus plastischem Material angebracht, durch das die für die Analyse benötigte Luft vermittels einer kleinen Pumpe abgesaugt wird – im ganzen weniger als 10% der vom Patienten ausgeatmeten Luft, so daß ihm dadurch keinerlei Beschwerden erwachsen.

Das Carbon-Dioxyd-Analysiergerät untersucht den CO_2-Gehalt des ihm zugeführten Gases und erzeugt eine diesem proportionale elektrische Spannung. Die Spannung wird mit vorgegebenen Werten automatisch verglichen. Bei Abweichungen entsteht eine Signalspannung, die ein Nebenschlußventil der Eisernen Lunge betätigt, welches die Atmungstiefe reguliert.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

8. JAHRGANG · 2. APRILHEFT 8 1959

Dipl.-Ing. G. BÜRGER

DIE KLIMASCHUTZTAGUNG IN DRESDEN

Die KdT führte unter Vorsitz von Herrn Chem.-Ing. Fritsch, Nationalpreisträger, am 17. und 18. Februar 1959 in Dresden ein Colloquium über das Thema „Klimaschutz für Bauelemente und Geräte der elektrischen Nachrichtentechnik" durch. Die starke Beteiligung an diesem Colloquium — nicht nur der Vertreter der nachrichtentechnischen Industrie der DDR — bewies die Aktualität des Themas. Es zeigte sich während der Tagung, daß einige Betriebe schon mehrere Jahre an den Problemen des Klimaschutzes arbeiten und über gut eingearbeitete Kollektive verfügen, während andere Betriebe noch am Anfang stehen.

Herr Ing. Boberski vom DAMW gab einen Überblick über die geleistete Arbeit im Weltmaßstab und speziell in der DDR. Auf Grund einer Vereinbarung mit den Mitgliederstaaten des „Rates für Gegenseitige Wirtschaftshilfe" hat die DDR führende Arbeiten auf dem Gebiete des Klimaschutzes übernommen. Diesen Ländern steht ein Forschungsinstitut in Kanton gemeinsam zur Verfügung. Die „DAMW-Prüfdienststelle für Klimaschutz" in Berlin-Adlershof koordiniert diese Arbeiten mit denen der DDR. Die Zentralstellen von RFT in Leipzig und VEM haben auf Grund der IEC-Norm 68 bereits umfangreiche Arbeiten durchgeführt, die ihren Niederschlag in verschiedenen TGL-, DIN-, RFT-N- und VEM-Blättern gefunden haben. Die Arbeit des gesamtdeutschen Fachnormenausschusses auf dem Klimaschutzgebiet nimmt ebenfalls zu. Von Vertretern des DAMW wurde weiter mitgeteilt, daß die Arbeiten soweit fortgeschritten sind, daß in nächster Zeit das durch TGL-Entwurf vorgeschlagene Klimaschutzzeichen als verbindlich erklärt wird. Die Prüfungen werden entsprechend der kürzeren Prüfdauer sehr hart sein; denn es darf auf keinen Fall vorkommen, daß ein Gerät mit Klimaschutzzeichen ausfällt. Es ist zu erwarten, daß nach Bekanntgabe des Klimaschutzzeichens die Auftraggeber bald nur solche Geräte akzeptieren werden, die dieses Zeichen tragen. Herr Dr. Böer vom Meteorologischen Institut Potsdam zeigte, daß „klimatauglich" ein relativer Begriff ist und daß sich der Gerätebauer eingehend mit der Problematik des Klimaschutzes vertraut machen muß, um für jedes Klimagebiet die richtigen Schutzmaßnahmen zu ergreifen. Schwierigkeiten entstehen allerdings, wenn ein Erzeugnis in allen Erdteilen gefragt ist.

Herr Ing. Biniek (Werk für Fernmeldewesen (WF) Berlin) ging besonders auf die Probleme der Kontaktkorrosion ein und sprach von der besonderen Schwierigkeit beim Klimatauglichmachen von Nachrichtengeräten, die daraus entspringt, daß dem Konstrukteur keine brauchbaren Werte für die Kontaktspannungen zur Verfügung stehen. Die in der Literatur angegebene maximale Größe von 0,5 V ist keinesfalls wissenschaftlich untermauert. Dazu kommt, daß die in der Literatur angegebenen Werte für die Kontaktspannungen nur für reine Metalle gelten, während in der Praxis fast ausschließlich Legierungen verwendet werden. Die Forderung von Herrn Biniek, daß sich diesen Problemen ein Institut widmen muß, da kein Betrieb in der Lage ist, derartige Untersuchungen durchzuführen, fand den Beifall der Anwesenden. In der Diskussion wurden die Bauelementefirmen aufgefordert, in kürzester Zeit klimataugliche Bauelemente auf den Markt zu bringen (zum wievielten Mal? Die Red.). In vielen Fällen werden aber die gerätebauenden Betriebe selbst Bauelemente klimatauglich machen müssen. Wie man solche Aufgaben lösen kann, berichtete Herr Ing. Vaillant (WF-Berlin) in seinem stark beachteten Vortrag. Auf der Grundlage der RFT-Norm 120 gab er wichtige konstruktive Hinweise unter besonderer Berücksichtigung der Eigenschaften der einzelnen Materialien. Besonders kritisch ist das Problem der Normteile, wie z. B. Schrauben und Muttern, denen man einen zusätzlichen Oberflächenschutz geben muß. Es gibt zwar das DIN-Blatt 40404, welche die Abmessungen von Schrauben und Muttern mit Unterschnitt festlegt, leider aber ist das kein Standard der DDR, und deshalb gibt es auch keine derartigen Teile. Man kann sich hier so helfen, daß man nach der Oberflächenbehandlung der Schrauben und Muttern nur die Muttern nachschneidet, beide mit Korrosionsfett einfettet und ineinanderschraubt. Auf das Problem der Oberflächenveredlung ging Herr Vaillant besonders ein. Nach der Schilderung einiger brauchbarer Verfahren wies er darauf hin, daß es heute eine Reihe ausgezeichneter Lacke gibt, die man gut zur Lösung der Oberflächenfrage verwenden kann.

Am zweiten Tage kamen die Probleme der Klimatauglichkeit der wesentlichsten Bauelemente zur Sprache. Über die Untersuchungen der Klimatauglichkeit der Schichtwiderstände sprach Herr Ing. Goldschmidt vom WBN Teltow.

Herr Dipl.-Ing. Körner vom Kondensatorenwerk Gera berichtete über die Anwendbarkeit der auf dem Markt befindlichen Kondensatoren in außereuropäischen Klimaten; und Herr Dipl.-Ing. Kreuzberger vom WF Berlin gab die Ergebnisse seiner mathematischen Untersuchungen an Spulen und Übertragern im normalen Raumklima bekannt.

In den Vorträgen wurde eine Fülle erarbeitetes Material veröffentlicht. Selbstverständlich bleibt noch die Hauptarbeit für den Konstrukteur; „Kochrezepte" gibt es nicht und wird es nicht geben, wohl aber klare Richtlinien und Definitionen, die den Gerätebauer bei seiner Arbeit unterstützen.

Dr. WOLFGANG ROHDE

Wellenlängenmessungen im Zentimeter- und unteren Dezimeterwellengebiet

In einem früheren Übersichtsartikel [1] wurden Leitungskreise und Echobox als Formen von Wellenmessern für das Zentimeterwellengebiet angegeben. Eine Vergrößerung ihrer geometrischen Maße machen sie auch für das untere Dezimeterwellengebiet verwendbar. Bevor nun nähere Angaben über diese Typen von Wellenmessern gemacht werden, soll zunächst ein drittes Verfahren erklärt werden, mit dem eine Absolutmessung der Wellenlänge möglich ist.

Das Verfahren ist einfach und beruht auf Interferenzmessung, indem man auf einer Meßleitung die Knotenabstände einer stehenden Welle feststellt. Zu diesem Zweck wird die Meßleitung am Ausgang kurzgeschlossen. Um dadurch bedingte Transformationen beliebiger komplexer Widerstände in den Generator zu vermeiden, die zu Frequenzänderungen führen, muß die Meßleitung genügend vom Generator entkoppelt werden. Hierzu eignet sich am besten ein spezieller Ferritisolator, die „Uniline", bei dem zwar die Dämpfung in Richtung Meßobjekt—Meßleitung—Generator groß genug für eine genügende Entkopplung, aber die Dämpfung Generator—Meßobjekt sehr klein ist, so daß ohne Leistungserhöhung des Generators genügend Empfindlichkeit für das Anzeigeinstrument an der Meßleitung vorhanden ist. Der Meßvorgang selbst ist die zentimetermäßige Ausmessung des Abstandes zunächst zweier benachbarter Spannungsknoten, bei denen also die Anzeige auf dem Instrument Null ist. Um Meßfehler zu verringern, wird man nicht nur über mehrere Messungen mitteln, sondern auch die höchstmögliche Zahl von Knoten über die Länge der Meßleitung aufsuchen. Eine weitere Verringerung des Meßfehlers wird dadurch erreicht, daß man nicht die Lage des Knotenpunktes selbst mißt, da die Anzeige „Null "noch nicht scharf genug ist. Wegen der weitgehenden Symmetrie der Anzeigekurve ist es möglich, zwei rechts und links des Knotenpunktes gelegene Punkte mit gleichem, gut ablesbarem Anzeigewert zu nehmen und durch Mittelung ihrer Lage auf der Meßleitung die Lage des Knotenpunktes genauer zu bestimmen.

Dieses Meßverfahren ist zwar exakt, aber in der Handhabung ziemlich umständlich. Außerdem erfüllt seine Genauigkeit nicht die Bedingungen, die überlicherweise an die Genauigkeit für Frequenzeinstellungen von Generatoren, insbesondere in Meßschaltungen gestellt werden. Selbst bei großem Nonius und Lupenablesung wird die Meßunsicherheit[1]) unter Berücksichtigung des Instrumentenablesefehlers je nach Wellenlänge nicht kleiner als $0{,}5 \cdots 1 \cdot 10^{-3}$ sein.

Leitungskreise als Resonanzwellenmesser

Bei diesen Wellenmessern wird von der Tatsache Gebrauch gemacht, daß ein Leitungsstück bei bestimmten Bedingungen Resonanzeigenschaften zeigt. Man kommt zu dieser Erkenntnis, wenn man den Eingangswiderstand einer konzentrischen, abgeschlossenen oder offenen Leitung nach den bekannten Leitungsgleichungen berechnet [2]. Dieser Eingangswiderstand ist unendlich für eine verlustfreie, kurzgeschlossene Leitung bei den Längen

$$l = (2\,n - 1) \cdot \lambda/4$$

bzw. für eine offene Leitung bei den Längen

$$l = n \cdot \lambda/2 \quad (n = 1, 2, 3, \ldots).$$

Bei diesen Längen wirken die Leitungen wie praktisch ungedämpfte Parallelresonanzkreise, die den quasistationären Kreisen aus konzentrierten Kapazitäten und Induktivitäten gleichen. Die beiden Gleichungen sind also die Resonanzbedingungen für unbelastete und — was man im allgemeinen annehmen kann — verlustfreie Leitungsstücke [3]. Auf dieser Eigenschaft beruhen der prinzipielle Aufbau von Resonanzkreisen aus Leitungsstücken und ihre Anwendung unter anderem als Wellenmesser, wobei als Ausführungsform nur der am Ende kurzgeschlossene Leitungskreis in Frage kommt (Bild 1).

Wie schon erwähnt, tritt die Resonanzeigenschaft der Leitung für verschiedene Werte von n ein, also wenn die kurzgeschlossene Leitung $\lambda/4$, $3\,\lambda/4 \ldots$ lang ist. Mit dieser Auswahlregel lassen sich grafisch die Eindeutigkeitsbereiche für einen Wellenmesser und die Abstimmsteilheit festlegen. Diese grafische Konstruktion

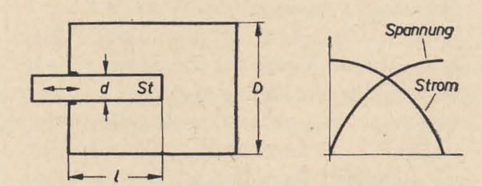


Bild 1: Prinzip eines Leitungskreises mit Strom- und Spannungsverlauf bei $\lambda/4$ Abstimmung

zeigt das Bild 2. Als Abszisse sind die Leitungslänge und als Ordinate die Wellenlänge aufgetragen. Eingezeichnet werden nun die einer bestimmten geometrischen Länge der Leitung entsprechenden Wellenlängen bei einer Abstimmung als $\lambda/4$-, $3\,\lambda/4$- usw. Resonator. Unter „Abstimmsteilheit" versteht man das Verhältnis Wellenlängenänderung zu Abstimmlängenänderung $\Delta\lambda/\Delta l$. Man ermittelt sie, indem man die für eine vorgesehene Längenänderung (Horizontale $\overline{AB}$) erreichbare Wellenlängenänderung (Vertikale $\overline{BC}$) ermittelt und das gesuchte Verhältnis bildet. Es ist für eine $\lambda/4$-Abstimmung stets 4 und für eine $3\,\lambda/4$-Abstimmung stets 1,33. Man wird also bei kürzeren Wellenlängen, um die Einstellgenauigkeit zu erhöhen, üblicherweise mit $3\,\lambda/4$-Abstimmung arbeiten. Mit einer höheren Abstimmung zu arbeiten ist, wie man sich leicht selbst durch Einzeichnen entsprechender Geraden überzeugen kann, im allgemeinen wieder unvorteilhafter,

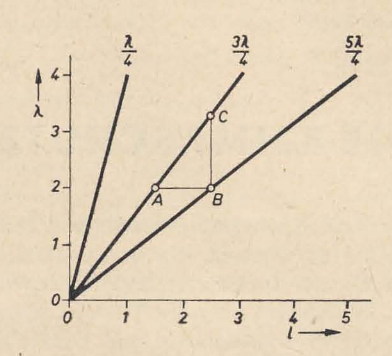


Bild 2: Wellenlänge als Funktion der Abstimmlänge für verschiedene $n \cdot \lambda/4$. Abszisse und Ordinate in beliebigen Einheiten

weil der Eindeutigkeitsbereich des Wellenmessers sonst zu klein wird. Dieser Bereich ist durch die Gerade $\overline{AB}$ gegeben. Verlängert man sie über ihre Endpunkte, d. h. über die Schnittpunkte mit den Geraden für die Abstimmung, hinaus, so kann eine Resonanzanzeige von zwei Abstimmungen des Resonators herrühren, nämlich z. B. von einer $\lambda/4$- oder von einer $3\,\lambda/4$-Abstimmung, wenn die Längenänderung des Resonators in das Gebiet links der Geraden für $3\,\lambda/4$ hineinreicht.

Die Änderung der Resonanzwellenlänge erhält man durch Änderung der Länge des in den Resonatorraum hineinragenden Stempels. Hierbei zeigt sich schon ein großer Vorteil dieser Art von Wellenmesser, nämlich ihre geradlinige Abstimmkurve, so daß man bei der Eichung mit wenigen Meßpunkten auskommt. Die Stirnfläche des Stempels ist bei der längsten Welle stets so weit von der gegenüberliegenden Wand entfernt, daß die Kapazität Stirnfläche—Wand die Abstimmung nicht mehr beeinflußt.

Bei der Konstruktion derartiger Wellenmesser geht man heute davon aus, daß man zur Resonanzanregung — außer an der Antenne — keine freistrahlende Energie zur Verfügung hat, sondern bestrebt ist, geschlossene, elektrisch dichte Leitungszüge zwischen Generator und Meßobjekt zu bauen. Empfindlichkeitsmessungen an Empfängern wären z. B. sonst unmöglich. Der Wellenmesser ist

[1]) Der Begriff der „Meßunsicherheit" ist klarer als der der „Meßgenauigkeit", da bei ersterem eine kleiner werdende Absolutzahl für die Abweichung einem kleineren Meßfehler entspricht, während bei der „Meßgenauigkeit" eine größere Absolutzahl für die Abweichung einer geringeren Genauigkeit, also einem größeren Fehler entspricht.

also ein sogenannter Durchgangswellenmesser, der an ein festes, in den HF-Zug einer Anlage eingebautes Leitungsstück angekoppelt ist. Dabei soll die Anpassung im eigentlichen Leitungszug, deren Einhaltung eines der wichtigsten Momente bei der Arbeit im Höchstfrequenzgebiet ist, nicht wesentlich gestört werden. In den technischen Daten für derartige Wellenmesser sollte daher stets der Anpassungsfehler Δm, der i. a. $\leq 5\%$ ist, angegeben werden. Bei entsprechender Frequenzkonstanz des Generators läßt sich der Wellenmesser in dieser Einbauweise auch als relativer Pegelmesser verwenden.
Besondere Beachtung muß man der Einkopplung der HF-Energie in den Resonanzraum und der Auskopplung der durch einen Kristalldetektor gleichgerichteten HF-Energie schenken. Zu starke Kopplung bedämpft den Resonanzkreis zu stark, so daß die Instrumentenanzeige zu breit und eine präzise Einstellung des Anzeigemaximums schwierig wird. Zu starke Einkopplung entzieht ferner der HF-Leitung zu viel Energie und stört den Energiefluß. Auch die Anpassung des Leitungsstückes wird schlechter.
Ein- und Auskopplung können grundsätzlich als Spannungs- oder Stromkopplung erfolgen. Bei der Spannungskopplung bewirken die elektrischen Feldlinien die Kopplung, wobei die Kopplung selbst durch ein Loch zwischen Energieleitung und Resonatorraum erfolgt. Optimale Kopplung erhält man also im Stromminimum, d. h. im Spannungsmaximum. Da bei der üblichen $3\,\lambda/4$-Abstimmung das Spannungsmaximum mit der Abstimmung wandert, besteht theoretisch nur für einen Wellenlängenwert optimale Ankopplung. Man ist also bei der Festlegung des Koppellochs auf einen, wenn auch im allgemeinen nicht sehr kritischen, Kompromiß angewiesen.
Bei der Stromkopplung schneidet eine Schleife die magnetischen Feldlinien, die konzentrisch um den Innenleiter verlaufen. Optimale Ankopplung ist bei Strommaximum, also so nahe wie möglich am kurzgeschlossenen Ende des Resonators, wo die magnetische Feldliniendichte am größten ist. Wegen des erforderlichen Gleichstromweges für den Detektorkreis kommt für die Auskopplung praktisch nur eine Schleifenkopplung in Frage.
Ein- und Auskopplung sind so dimensioniert, daß bei einer Durchflußleistung von etwa 10 mW die Verwendung eines normalen 25-μA-Instrumentes möglich ist.
Der Größe, d. h. dem Durchmesser, des Resonators ist eine obere Grenze durch die Grenzwellenlänge des Rohres gegeben. Diese größte Wellenlänge, die noch im Rohr existenzfähig ist, muß unterhalb des Wellenbereiches des Wellenmessers liegen. Für die einfachsten Wellenformen, die in dem Hohlrohr angeregt werden, geben die folgenden Gleichungen den Zusammenhang zwischen Durchmesser D des Resonators und der Grenzwellenlänge an:

$$\lambda_{H10} = 1{,}71\ D; \quad \lambda_{E01} = 1{,}31\ D.$$

Kompliziertere Wellenformen haben wesentlich geringere Grenzwellenlängen und sind für unsere Betrachtung daher uninteressant. Für den Durchmesser des beweglichen Innenleiters (Stempel) gilt die Forderung, daß der Wellenwiderstand des konzentrischen Resonators möglichst nahe dem optimalen Wert mit geringster Dämpfung liegt. Mit Luft als Dielektrikum ergibt sich d = D/3,6.
Der Antrieb des Stempels erfolgt über eine Mikrometerschraube. Bei einer Einstellgenauigkeit von 0,01 mm ist dann die Unsicherheit der Wellenlängenmessung im ungünstigsten Fall, also jeweils an der unteren Wellenlängengrenze des Resonators λ_u (in mm)

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda} = \frac{\Delta\lambda}{\Delta l} \cdot \frac{(\pm 0{,}01)}{\lambda_u},$$

$$\left(\frac{\Delta\lambda}{\Delta l} = \text{Abstimmsteilheit}\right).$$

Für die Meßunsicherheit, die bei etwa $2 \cdots 5 \cdot 10^{-4}$, bezogen auf etwa 50% Indikatorrückgang bei Abstimmung liegt, ist neben der Einstell- und Ablesegenauigkeit die Güte des Resonanzkreises maßgebend. Diese Güte hängt außer vom Durchmesser des Resonators im wesentlichen von der Oberflächenbeschaffenheit des Resonatorraums und des beweglichen Stempels sowie von der Verlustlosigkeit des Kontaktes zwischen Stempel und Bodenfläche des Resonators ab.

Die Echobox

Für höhere Anforderungen an die Meßgenauigkeit verwendet man einen Hohlraumresonator sehr hoher Kreisgüte, die sogenannte „Echobox". Infolge der sehr hohen Güte ist ihre Ausschwingzeit sehr groß, so daß sie nicht nur als Frequenzmesser und Frequenzstabilisator für Oszillatoren, sondern auch als künstliches Ziel- und Kontrollgerät für Funkmeßgeräte verwendet werden kann.
Die Echobox ist ein zylindrischer Hohlraum mit Kreisquerschnitt (Bild 3), in dem eine Vielzahl von Schwingzuständen, sogenannte „Schwingmoden", elektromagnetischer Höchstfrequenzschwingungen möglich ist. Diese Moden unterscheiden sich in der Feldform und damit in der

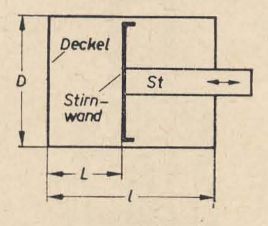


Bild 3: Prinzip der Echobox

Innenwellenlänge, die stets größer als die Luftwellenlänge ist, sowie in ihrer Dämpfung voneinander. Auch für die Echobox gilt die Forderung, daß im ganzen Abstimmbereich Eindeutigkeit der Anzeige besteht, wobei der Durchstimmbereich durchaus größer sein kann. Aus dieser ersten Forderung ergeben sich die Abmessungen einer Echobox für eine Resonanz in der H_{011}-Mode, in der üblicherweise die Anregung erfolgt. Die Berechnung basiert auf der Gleichung für die Resonanzwellenlänge eines Hohlleiters mit zylindrischem Querschnitt und verwendet deren grafische Darstellung für die verschiedenen Moden. Wenn auch der Leser diese Gleichung nicht unmittelbar verwenden wird, so sei sie doch zum Verständnis hier angeführt und kurz erläutert:

$$\lambda = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{2 \cdot x_{lm}}{\pi D}\right)^2 + \left(\frac{n}{L}\right)^2}}.$$

Darin bedeuten:

x_{lm} = Nullstellen der Besselfunktion,
n = Zahl der Halbperioden E_x in der Zylinderachse,
D = Durchmesser } des Zylinders.
L = Länge

Durch einfache Umformung dieser Gleichung und Einsetzen der Frequenz statt der Wellenlänge ergibt sich dann folgende Gleichung:

$$(fD)^2 = \left(\frac{c x_{lm}}{\pi}\right)^2 + \left(\frac{cn}{2}\right)^2 \cdot \left(\frac{D}{L}\right)^2.$$

Aus dieser Gleichung ist zu ersehen, daß die Abhängigkeit $(fD)^2$ von $(D/L)^2$ linear ist. Trägt man diese Geradenscharen mit $(D/L)^2$ als Abszisse und $(fD)^2$ als Ordinate in einem rechtwinkligen Koordinatensystem für die verschiedenen Schwingmoden als Parameter auf, so kann man aus dem geforderten Eindeutigkeitsbereich die entsprechenden Werte für den Durchmesser D und die beiden Längen L_1 und L_2 für die Eckfrequenzen berechnen. Diese Eindeutigkeitsforderungen beschränken natürlich den Frequenzbereich der Echobox sehr. Er liegt bei etwa $\pm 3{,}5\%$ von der Mittenfrequenz [4].
Auch für die Güte des Resonators liegen entsprechende Formeln vor. Bei unbelasteten Hohlräumen liegt dabei die Kreisgüte für H_{01}-Moden am höchsten, wenn $D/L = 1$ ist, eine Bedingung, die aber wegen des gewünschten Abstimmbereichs und der Eindeutigkeitsforderung nicht erfüllbar ist. Immerhin lassen sich Güten von etwa 30000 im 3-cm-Bereich und von etwa 50000 im 10-cm-Bereich im unbelasteten Zustand erreichen. Voraussetzung dafür ist allerdings eine hervorragende Oberflächenbearbeitung des Hohlraums.
Die Abstimmung der Echobox erfolgt durch einen kreisförmigen Schieber, der die Innenwand des Hohlraums jedoch nicht berührt, sondern einen Abstand von einigen Zehntel Millimeter hat. Eine galvanische Verbindung zwischen Schieber und Wand ist bei der H_{01}-Mode nicht erforderlich, weil in dem Luftspalt kein Strom fließt. Dagegen ergeben eventuelle Anregungen des Hohlraums in anderen Moden, die nicht notwendig Resonanz erzeugen müssen, einen Stromfluß im Luftspalt, wodurch auch der Raum hinter dem Schieber angeregt wird. Die rückwärtige Seite des Schiebers wird daher mit einem stark dämpfenden Belag versehen, wodurch die Güte des Resonators für diese Moden stark herabgesetzt und deren Dämpfung erhöht wird. Gleichmäßiger Luftabstand über den ganzen

Umfang zwischen Schieber und Wand und genaue vertikale Montage (Zylinderachse — Deckel) sind neben der schon erwähnten Oberflächenbeschaffenheit einige der mechanischen Notwendigkeiten, um Anregungen anderer Wellentypen zu vermeiden.
Der Schieber wird wie beim Leitungsresonator über einen Mikrometerantrieb bewegt, an dessen mechanische Genauigkeit hohe Anforderungen gestellt werden. Das Verhältnis der Wellenlänge zur mechanischen Einstellungenauigkeit muß mindestens der Güteziffer des durch Ein- und Auskopplung belasteten Resonators entsprechen. Die Einkopplung erfolgt nicht direkt vom Leitungszug aus wie beim Leitungsresonator, sondern über eine T-Verzweigung, die mit einer Lochkopplung zum Resonator im Seitenarm abgeschlossen ist. Da Ein- und Auskopplung wegen der geringeren erforderlichen Dämpfung sehr schwach sind, wird für die Anzeige ein Instrument mit einer Empfindlichkeit von etwa 10^{-8} A benötigt.
Zum Schluß sei noch einiges über den Temperaturkoeffizienten gesagt, wenn auch bei der meist üblichen Verwendung der Wellenmesser in geschlossenen Räumen kaum größere Temperaturdifferenzen als $\pm 10°$ zu berücksichtigen sind.
Bei dem Leitungswellenmesser geht in die Frequenzänderung praktisch nur die Länge des Abstimmstempels ein. Es genügt also, wenn man ihn aus Invarstahl oder versilberter Keramik macht, während der Außenkörper aus gewöhnlichem Stahl bestehen kann. Je nach Keramiksorte kann man den Temperaturkoeffizienten gegenüber der Ausführung des Innenleiters aus gewöhnlichem Stahl auf $^1/_3$ bis $^1/_{10}$ herabdrücken, also auf etwa $2 \cdots 4 \cdot 10^{-6}/°$ C.
Anders liegen die Verhältnisse bei der Echobox, bei der für bestimmte Moden die Länge des Hohlraums zwischen Deckplatte und Stirnwand für die Resonanzfrequenz in erster Linie maßgebend ist. Um den TK vernachlässigbar klein zu halten, kann man aufgrund einfacher Überlegungen die Kolbenstange S aus einem Material herstellen, das einen höheren TK als der Außenkörper hat. Das Verhältnis beider TK (also des Außenkörpers und der Kolbenstange) ergibt sich etwa aus dem Verhältnis der Gesamtlänge l der Echobox zur Länge L des frequenzbestimmenden Hohlraums.
Für noch kleinere Meßunsicherheiten (10^{-6} und weniger), wie sie insbesondere bei physikalischen Untersuchungen, z. B. bei der Messung der Frequenz von Absorptionslinien vorkommen, benötigt man Frequenznormalien auf Quarzoszillatorbasis mit Frequenzvervielfachung. Umgekehrt lassen sich mit derartigen Frequenznormalien Mikrowellenoszillatoren über längere Zeit frequenzstabilisieren [5].

Literatur

[1] Rohde: Meßgeräte und Bauteile der Höchstfrequenztechnik, radio und fernsehen 4 (1958) S. 126···131

[2] J. Wallot: Theorie der Schwachstromtechnik, Verlag Springer, Berlin (1944)

[3] G. Megla: Dezimetertechnik, Fachbuchverlag Leipzig (1952)

[4] Montgomery: Technique of Microwave Measurements; New York, McGraw-Hill (1947)

[5] Fitzky: Aufbau und Anwendung eines Frequenznormals für Mikrowellenspektrometer: Zschr. f. angew. Physik (10) 7 (1958)

Dipl.-Ing. H. H. KLINGER

MIKROWELLENRÖHREN

Als Mikrowellenröhren bezeichnet man Verstärker- und Senderöhren für Wellenlängen unterhalb etwa 30 cm bzw. (Höchst)frequenzen oberhalb 1000 MHz. Dieser Bereich, der also das Gebiet der Dezimeter-, Zentimeter- und Millimeterwellen umfaßt, hat in den letzten Jahren große praktische Bedeutung erlangt. Es sei hier nur erinnert an die Mikrowellen-Richtfunkübertragung, die Funkmeßtechnik (Radar) sowie an die Mikrowellen-Spektroskopie, die Radio-Astronomie, Mikrowellentherapie und zahlreiche weitere Anwendungen, die durch die Mikrowellentechnik erschlossen wurden. Für alle diese Aufgaben werden Elektronenröhren zur Erzeugung und Verstärkung von Höchstfrequenzen benötigt. Diese weisen gegenüber den Verstärker- und Senderöhren für längere Wellen (Lang-, Mittel-, Kurz- und Ultrakurzwellen) Besonderheiten auf, die sich sowohl auf den konstruktiven Aufbau als auch besonders auf ihre elektronische Wirkungsweise beziehen. Der Aufsatz gibt einen Überblick über die grundsätzliche Wirkungsweise und den gegenwärtigen Stand der Entwicklung auf dem Gebiete der Mikrowellenröhren.

Scheibentrioden

Die Entwicklung von Mikrowellenröhren wurde auf zwei verschiedenen Wegen vorangetrieben. Zunächst wurden die bei längeren Wellen gebräuchlichen gitter- oder dichtegesteuerten Röhren (Trioden, Tetroden) durch verbesserte Konstruktion der Höchstfrequenztechnik angeglichen. Der Anwendung dichtegesteuerter Röhren stehen bei hohen Frequenzen vor allen Dingen zwei Schwierigkeiten entgegen. Einmal sind dies die Induktivität der Zuleitungen und die Kapazität der Elektroden. Durch Verwendung scheibenförmiger Elektrodenzuführungen an Stelle der üblichen Stiftzuführungen mit Drähten läßt sich die Induktivität der Zuleitungen herabsetzen, wobei man gleichzeitig noch den weiteren Vorteil erhält, daß sich Röhren dieser Konstruktion besonders gut zum Einsetzen in koaxiale Leitungssysteme eignen. Man gelangt so zu Mikrowellentrioden, die im deutschen Sprachgebrauch als Scheibenröhren, im angelsächsischen Schrifttum als „disc-seal-tubes“ bezeichnet werden. Bild 1 zeigt einen Schnitt durch eine Scheibentriode vom Typ 2C39.

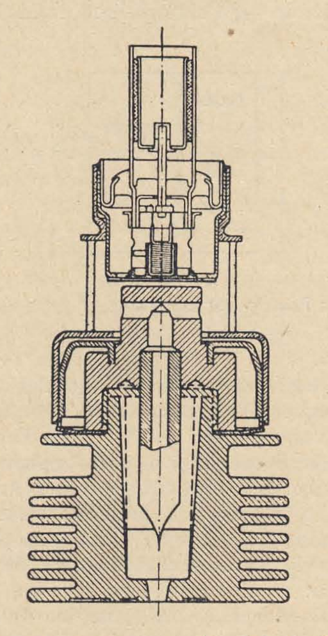


Bild 1: Schnittzeichnung der Scheibentriode 2C39 (Glaskolben)

Die obere Frequenzgrenze einer solchen Scheibentriode wird hauptsächlich durch die Laufzeit der Elektronen im Gitter-Katoden-Raum bestimmt. Diese berechnet sich nach der Formel

$$\tau_{gk} = 6,7 \cdot 10^{-10} \left(\frac{d}{i}\right)^{1/3}, \qquad (1)$$

wobei d der Abstand Katode—Gitter in cm und i die Stromergiebigkeit der Katode in A/cm² sind. Streng genommen ist nicht die Laufzeit Katode—Gitter, sondern zwischen dem Potentialminimum vor der Katode und dem Gitter wesentlich. Damit eine dichtegesteuerte Triode zufriedenstellend arbeitet, darf die Elektronenlaufzeit nicht nennenswert größer als etwa ein Viertel der Periodendauer des HF-Feldes sein. Nach Formel (1) läßt sich die Elektronenlaufzeit sowohl durch Herabsetzung des Abstandes Gitter—Katode als auch durch eine höhere Stromergiebigkeit der Katode herabsetzen. In der Praxis werden beide Wege gleichzeitig beschritten. Moderne Scheibentrioden haben z. B. Gitter—Katodenabstände von 15 μ bei einem Durchmesser der Gitterdrähte von 7,5 μ (Typ WE 416 B). Bei diesen extrem kleinen Abmessungen müssen Katoden- und Gitterebene parallel verlaufen. Trotz Wärmebeanspruchung dürfen sich die Gitterdrähte nicht durchbeugen, um Feldverzerrungen zu vermeiden. Man befestigt daher die Gitterdrähte unter Spannung auf einem Träger, so daß sie sich

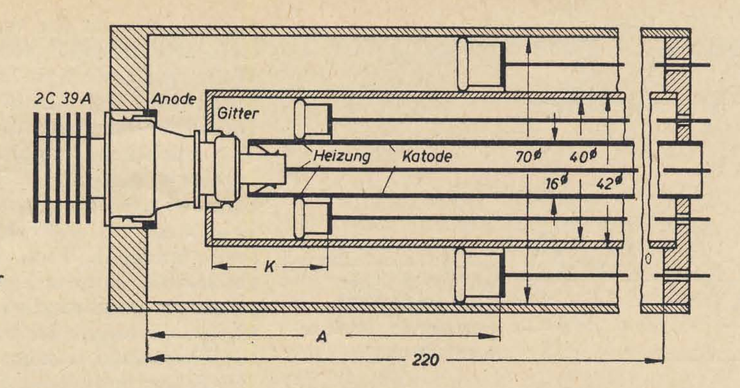


Bild 2: Schema einer Scheibentriode mit angekoppelter Resonanzleitung

auch bei größeren Temperaturänderungen nicht verformen.
Die mit Scheibentrioden erzielten höchsten Frequenzen betragen etwa 10 GHz ($\lambda = 3$ cm). Röhre und Resonanzkreis (Koaxialleitung oder Hohlraumresonator bzw. Topfkreis) stellen hierbei eine Einheit dar (Bild 2). An Stelle der bei längeren Wellen gebräuchlichen Katodenbasisschaltung (KB) wendet man bei Mikrowellen die Gitterbasisschaltung (GB) an. Hier liegt bekanntlich der Eingangskreis zwischen Gitter und Katode, der Ausgangskreis zwischen Anode und Gitter. Die GB-Schaltung weist gegenüber der KB-Schaltung nicht nur wesentliche konstruktive Vorzüge auf, sondern erweist sich auch elektronisch insofern überlegen, als der Eingangswiderstand mit zunehmender Frequenz ansteigt, während er bei der KB-Schaltung abnimmt. Aus diesem Grunde läßt sich mit Scheibentrioden in GB-Schaltung eine höhere Leistungsverstärkung bei sehr hohen Frequenzen erzielen.

Klystron-Röhren

Obwohl im Laufe der Entwicklung mit gittergesteuerten Trioden und Tetroden immer höhere Frequenzbereiche erschlossen werden konnten, erkannte man doch frühzeitig die mit steigender Frequenz schnell wachsenden Schwierigkeiten, die vor allen Dingen durch die Forderung nach sehr kleinen Elektronenlaufzeiten bedingt sind. Hier bietet sich nun in der Geschwindigkeitssteuerung von Elektronenstrahlen eine grundsätzlich andere Möglichkeit zur Verstärkung und Erzeugung kürzester Wellen. Sie beruht gerade

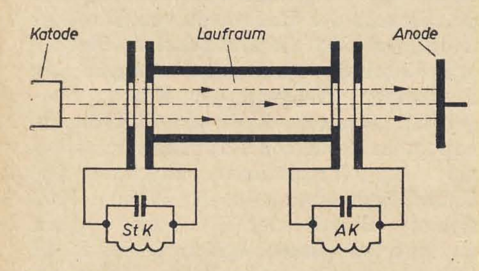


Bild 3: Schema eines Zweikreis-Klystrons

auf der bewußten Ausnutzung der endlichen Elektronenlaufzeit. Elektronenröhren der sich hierauf gründenden Wirkungsweise nennt man „Laufzeitröhren". Man kennt heute eine große Anzahl von Laufzeitröhren, die sich elektronisch hauptsächlich in der Wechselwirkung der Elektronen mit HF-Feldern unterscheiden. Wir besprechen hier zunächst die Gruppe der sogenannten „Klystrons". Ihre Wirkungsweise läßt sich am einfachsten am Beispiel eines Zweikreis-Klystrons (Bild 3) darlegen. Ein Elektronenstrahl tritt mit konstanter Geschwindigkeit v in das HF-Feld eines Steuerkreises StK (Hohlraumresonator) zur Zeit t_0 ein. Durch die HF-Spannung dieses Kreises werden die Elektronen geschwindigkeitsgesteuert (geschwindigkeitsmoduliert). Die Elektronen verlassen den Steuerkreis mit der Geschwindigkeit

$$v = \bar{v} + \tilde{v} = \bar{v} + \hat{v}_0 \sin \omega t_0 .$$

Der Weg z, den die Elektronen im anschließenden feldfreien Laufraum zurücklegen, ist zur Zeit t

$$z = (\bar{v} + \hat{v}_0 \sin \omega t_0) \cdot (t - t_0) .$$

sche Störung, die sich in Form einer Raumladungswelle innerhalb der Elektronenströmung fortpflanzt. Zu dieser Vorstellung gelangt man, wenn man die Raumladungskräfte zwischen den Elektronen in Rechnung stellt, die bei der obigen kinematischen Beschreibung des Vorganges der Geschwindigkeitssteuerung unberücksichtigt gelassen wurden. Die infolge der Geschwindigkeitssteuerung sich einander nähernden Elektronen werden nämlich durch die gleichzeitig zunehmenden elektrostatischen Abstoßungskräfte relativ zueinander verlangsamt und kommen schließlich relativ zueinander zur Ruhe. Die Amplitude der Wechselgeschwindigkeit v der Elektronen klingt daher längs der Strömung zunächst ab und erreicht eine Nullstelle (Bild 5, Kurve b). Hier hat sich also die kinetische Energie der Elektronenströmung in potentielle Energie des Raumladungsfeldes umgesetzt, derzufolge nun wieder eine Rückwandelung in kinetische Energie der Strömung stattfindet. Die Elektronen beginnen sich daher wieder voneinander zu entfernen, und die Amplitude ihrer Wechselgeschwindigkeit steigt wieder an. Der erste Abfall der Geschwindigkeitsamplitude ist also von einem Elektronenwechselstrom i begleitet, dessen Amplitude gerade an der Nullstelle der Geschwindigkeit ihr Maximum erreicht und umgekehrt.

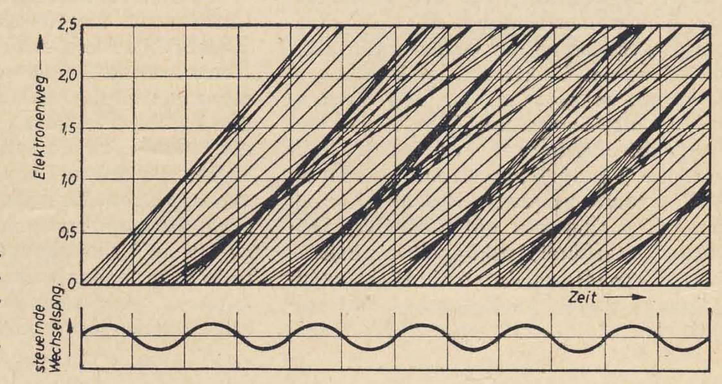


Bild 4: Weg-Zeit-Diagramm (Elektronenfahrplan) eines geschwindigkeitsgesteuerten Elektronenstrahles

Dieser Zusammenhang zwischen Weg und Zeit ist im Elektronenfahrplan vom Bild 4 veranschaulicht. Es ist aus diesem Diagramm ersichtlich, daß in einem bestimmten Abstand vom Steuerkreis periodische Verdichtungen der Elektronen im Strahl zustande kommen (Phasenfokussierung). Diesem Vorgang entspricht eine Amplitude i = f(z) des Elektronenwechselstromes (Bild 5, Kurve a). Ordnet man am Orte der Phasenfokussierung (Phasentreffpunkt) nun einen Ausgangskreis AK an, dessen Frequenz auf die Steuerfrequenz abgestimmt ist, so influenzieren die dichtemodulierten Elektronen beim Durchgang durch das HF-Feld dieses Kreises eine HF-Spannung, welche die Geschwindigkeit der Elektronenwolken bremst und dadurch die kinetische Energie des Strahles in HF-Energie des Ausgangskreises umwandelt.
Dieser ballistischen Beschreibung des Vorganges der Phasenfokussierung steht eine andere Betrachtungsweise gegenüber, die den Vorgang der Geschwindigkeitsmodelung interpretiert als die elektromagneti-

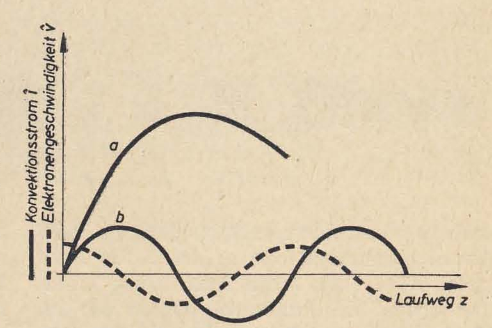


Bild 5: Amplitudenverlauf des Elektronenwechselstromes eines geschwindigkeitsgesteuerten Elektronenstrahles im Laufraum eines Klystrons

a) nach ballistischer Auffassung

b) unter Berücksichtigung von Raumladungswellen

Die strenge Rechnung zeigt, daß bei der Geschwindigkeitssteuerung eines Elektronenstrahles zwei miteinander interferierende Raumladungswellen auftreten, die zwar gleiche Frequenzen, aber unter-

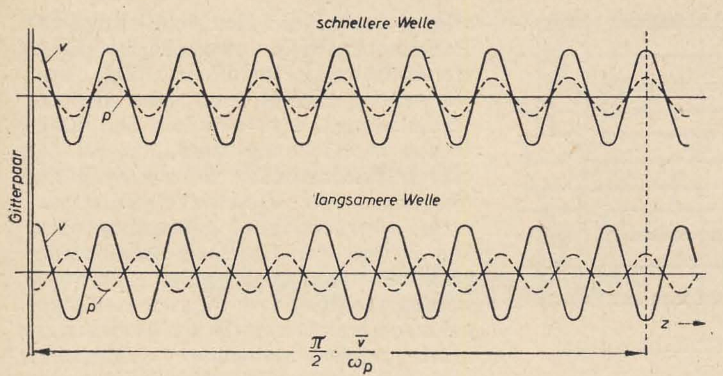


Bild 6: Raumladungswellen in einer geschwindigkeitsgesteuerten Elektronenströmung

schiedliche Phasengeschwindigkeiten haben:

$$v_{p1} = \frac{\bar{v}}{1 + \frac{\omega_p}{\omega}}; \quad v_{p2} = \frac{\bar{v}}{1 - \frac{\omega_p}{\omega}}$$

wobei die eine Raumladungswelle eine größere, die andere eine kleinere Geschwindigkeit als die Elektronenströmung hat (Bild 6). Die Größe

$$\omega_p = \sqrt{\frac{e \cdot \varrho_0}{m \cdot \varepsilon}}$$

ist die Elektronenplasmafrequenz. An Stelle von ω_p ist in die obigen Formeln die effektive Plasmafrequenz $\omega_q = \beta \cdot \omega_p$ einzusetzen, deren Wert sich von ω_p um einen Faktor $\beta < 1$ unterscheidet. Dieser Faktor ist abhängig von der Geometrie der Elektronenströmung, der Signalfrequenz ω sowie von der Geschwindigkeitsverteilung der Elektronen im Strahl.

Klystrons werden in der Mikrowellentechnik als Generatoren, Verstärker und Frequenzvervielfacher verwendet. Neuzeitliche Verstärkerklystrons weisen an Stelle von nur zwei Resonanzkreisen deren drei oder vier auf, wobei die zwischen Steuer- und Auskoppelkreis befindlichen Resonatoren durch die Elektronenströmung angekoppelt werden. Mit solchen Mehrkammerklystrons lassen sich höhere Leistungsverstärkungen als mit Zweikammerklystrons erzielen. Als Beispiel zeigt Bild 7 die Ausführung eines modernen Vierkammerklystrons, das in Endstufen von Dezimeterwellensendern für troposphärische Streuübertragung Verwendung findet. Mit solchen Röhren lassen sich im dm-Wellenbereich Dauerstrichleistungen von der Größenordnung 10 bis 75 kW mit Wirkungsgraden von 30 bis 40% bei breitbandiger Übertragung erzielen.

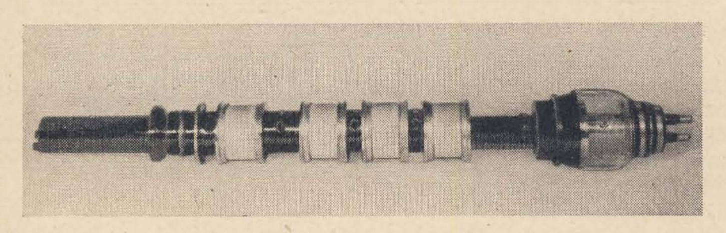


Bild 7: Ausführung eines Vierkreis-Klystrons

Wanderfeldröhren

Eine andere Gruppe von Laufzeitröhren stellen die Wanderfeldröhren (Traveling wave tubes) dar. Während sich beim Klystron die Wechselwirkung zwischen Elek-

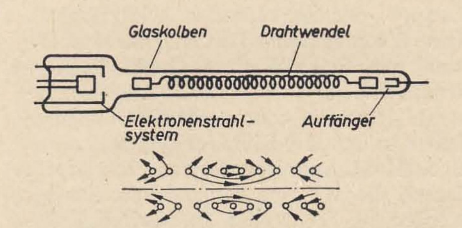


Bild 8: Schema des Aufbaus einer Wanderfeldröhre mit Wendelleitung

tronenströmung und einem stehenden HF-Feld vollzieht, kommt der Energieaustausch bei Wanderfeldröhren zwischen Elektronenströmung und einem fortschreitenden HF-Feld zustande.

Es gibt heute zahlreiche Formen von Wanderfeldröhren. Die wichtigste Ausführung ist die Wendelröhre (Bild 8). Wesentliche Bauelemente sind eine „Elektronenkanone", eine wendelförmige Verzögerungsleitung und der Auffänger für den Strahl. Die Verzögerungsleitung hat die Aufgabe, die Fortpflanzungsgeschwindigkeit des elektromagnetischen Feldes zu verlangsamen. Eine Wechselwirkung zwischen Elektronenstrahl und HF-Feld und damit ein Verstärkungseffekt kann nämlich nur unter der Voraussetzung zustande kommen, wenn beide Partner gleiche oder angenähert gleiche Geschwindigkeit haben. Auf der Wendel pflanzt sich eine hinreichend kurze Welle angenähert mit Lichtgeschwindigkeit fort. Dagegen entsteht innerhalb der Wendel in Achsenrichtung ein elektrisches HF-Feld, dessen axiale Fortpflanzungsgeschwindigkeit

$$v \approx \frac{p\,c}{\pi\,D}$$

(D = Durchmesser der Wendel, p = Steigung der Wendel) kleiner ist als die Lichtgeschwindigkeit c (etwa $^1/_{10}$ bis $^1/_{20}$ c). Diese Formel ist im Bereich $\lambda > 2{,}5\,\pi D$ nahezu unabhängig von der Wellenlänge. Unter der Voraussetzung, daß Elektronen und HF-Feld gleiche oder angenähert gleiche Geschwindigkeiten haben, wird der Elektronenstrahl durch das axiale HF-Feld der auf der Verzögerungsleitung fortschreitenden elektromagnetischen Welle geschwindigkeitsgesteuert. Hierdurch wird der Strahl dichtemoduliert. Diesen Vorgang veranschaulicht Bild 9. Wie ersichtlich, gruppieren sich die Elektronen in denjenigen Raumgebieten der Strömung, wo die beschleunigende axiale Feldstärke des HF-Feldes in eine bremsende übergeht. Überschreitet die Strahlgeschwindigkeit der Elektronen die Fortpflanzungsgeschwindigkeit nun geringfügig, so bewegen sich die dichtemodulierten Elektronen ständig im Bremsfeld des HF-Feldes und führen Leistung an dieses Feld ab. Auf diese Weise schaukelt sich die Amplitude der auf der Verzögerungsleitung fortschreitenden Welle auf.

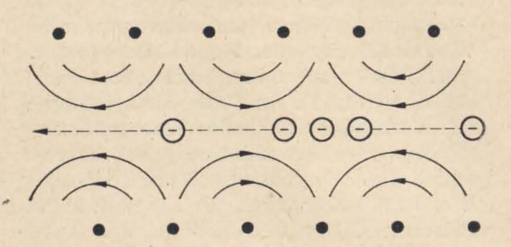


Bild 9: Veranschaulichung der Phasenfokussierung im elektrischen Feld einer auf der Verzögerungsleitung fortschreitenden elektromagnetischen Welle

Die praktische Bedeutung dieser Röhrenart liegt in der nahezu gleichmäßigen Verstärkungseigenschaft eines breiten Frequenzbereiches. Bild 10 zeigt die Ausführung einer Wanderfeldröhre für den 4000-MHz-Bereich, Bild 11 eine andere Konstruktion mit magnetischem Fokulisator zur Bündelung des Strahlstromes in der Wendelachse. An Stelle eines homogenen magnetischen Fokussierungsfeldes benutzt man bei neueren Wanderfeldröhrenverstärkern solches mit einer räumlich periodischen magnetischen Feldverteilung längs der Röhrenachse. Diese bietet die Vorteile des wesentlich niederen Gewichtes und der Verkleinerung in bezug auf die geometrischen Abmessungen des gesamten Verstärkers.

Bei Wanderfeldröhren, die nicht in Leistungsendstufen eingesetzt werden, sondern in Anfangsverstärkerstufen, kommt es auf eine möglichst kleine Rauschzahl an. Ursache des Rauschens von Wanderfeldröhren sind die statistischen Dichte- und Geschwindigkeitsschwankungen der Elektronen, die, von der Katode ausgehend, sich innerhalb der Elektronenkanone in Form von Raumladungswellen verstärkt fortpflanzen können. Die Rauscheinströmung in die Wendel läßt sich vor Eintritt der Elektronen jedoch dadurch schwächen, daß man die Elektronen verschiedene Potentialbereiche durchlaufen läßt, so daß sie ihre Endgeschwindigkeit nicht in einer, sondern in zwei aufeinander folgenden Stufen erhalten. Theoretisch zeigt sich, daß die kleinste mit Wanderfeldröhren erzielbare Rauschzahl den Wert

$$F = 1 + (4 - \pi)^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{T_k}{T}$$

hat, wobei T_k die Katodentemperatur ist.

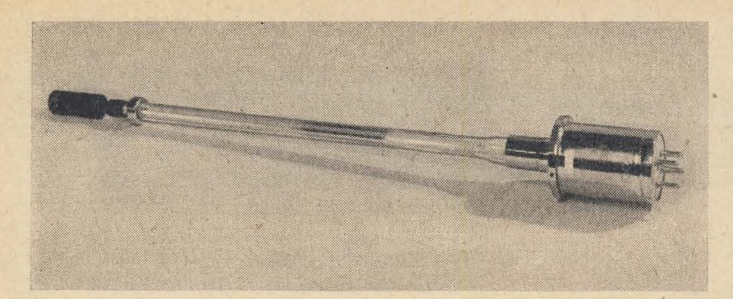


Bild 10: Ausführung einer Wanderfeldröhre

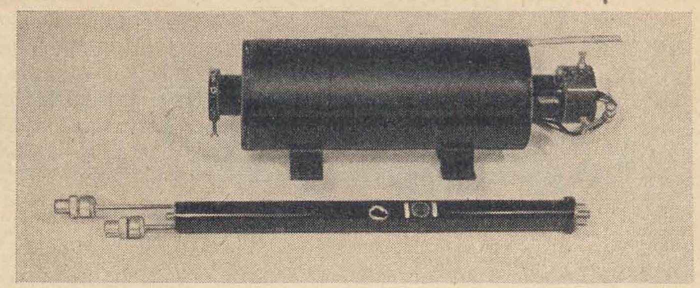


Bild 11: Gesamtansicht eines Wanderfeldröhrenverstärkers mit Röhre und Fokulisator

Für Oxydkatoden ergibt sich nach dieser Formel eine kleinstmögliche Rauschzahl von der Größe F = 4 (6 db), ein Wert, der von modernen Wanderfeldröhren tatsächlich erreicht wird. Bei den „Rauschwellen" im Elektronenstrahlsystem von Wanderfeldröhren handelt es sich grundsätzlich um dieselben Raumladungswellen, wie sie im Laufraum von Klystrons praktisch nutzbar gemacht werden. Neben der besprochenen, gebräuchlichsten Art von Wanderfeldröhren, gibt es andere, die an Stelle einer Wendel, eine Interdigitalleitung zur Verzögerung elektrischer Wellen aufweisen. Bild 12 veranschaulicht das Prinzip. Entlang der Leitung wiederholt sich die Struktur im Abstand p. Eine elektromagnetische Welle, die an einer solchen Leitung entlangläuft, hat zwischen Anfang und Ende eines Elementarabschnitts p eine Phasenverschiebung α oder $\alpha + 2\pi k$, wobei k eine positive oder negative ganze Zahl ist. Den verschiedenen Werten von k entsprechend verschiedene Teilwellen (spatial harmonic waves), die alle die gleiche Gruppengeschwindigkeit

$$v_g = p\frac{d\omega}{d\alpha},$$

jedoch verschiedene Phasengeschwindigkeiten

$$v_p = \frac{\omega p}{\alpha + 2\pi k}$$

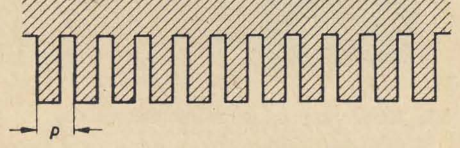


Bild 12: Prinzip einer Interdigitalleitung

haben, wobei k = 0, ± 1, ± 2, ± 3··· usw. ist. Die Phasengeschwindigkeit der Teilwellen kann sowohl positiv als auch negativ sein, je nach dem Vorzeichen des Wertes von k. Im ersten Falle hat die Phasengeschwindigkeit der Welle dieselbe Richtung wie die Gruppengeschwindigkeit (Vorwärtswelle), im zweiten Falle die entgegengesetzte Richtung (Rückwärtswelle). Die Teilwelle mit k = 0 heißt Fundamentale, die Teilwellen mit k = ±1, ± 2, . . . usw. höhere Teilwellen. Es ist typisch für diese „spatial harmonic waves", daß alle Teilwellen stets gleichzeitig auftreten. Ein Elektronenstrahl kann mit einer Teilwelle in Energieaustausch treten und eine Verstärkung bewirken, wenn der Strahl zwischen aufeinander folgenden Elementarabschnitten gleiche oder angenähert gleiche Phasen des HF-Feldes vorfindet. Da bei gleicher Frequenz die höheren Teilwellen wesentlich niedrigere Phasengeschwindigkeiten als die Fundamentale besitzen, läßt sich eine bestimmte Wellenlänge mit einer entsprechend kleineren Betriebsspannung herstellen. In dieser Tatsache liegt die Bedeutung dieser Art Wanderfeldröhren, die daher vorzugsweise für den Bereich der Millimeterwellen gebaut werden, wo die Anwendung von Wendeln als Verzögerungsleitungen schwierig ist, weil ja die räumliche Periode im Aufbau der Wendel wesentlich kleiner als die freie Raumwellenlänge sein muß. Es sind jedoch auch Wanderfeldröhren mit Wendeln für den Bereich der Millimeterwellen gebaut worden, wobei infolge der ungenügenden Wärmeabfuhr die Wendel so heiß wurde, daß die Röhre nur bei Impulsbetrieb arbeiten konnte.

Rückwärtswellenröhren (Karzinotrons)

Die Rückwärtswellenröhre ist eine besondere Art von Wanderfeldröhren, bei der eine Rückwärtswelle mit der Elektronenströmung in Wechselwirkung tritt (Bild 13). Eine Verzögerungsleitung ist an dem der Katode entgegengesetzten Ende durch ein Dämpfungselement reflexionsfrei abgeschlossen. Der Elektronenstrahl erregt in der Leitung Wellen, deren Phasen in

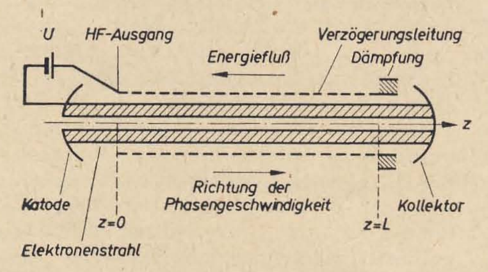


Bild 13: Schema einer Rückwärtswellenröhre (Karzinotron)

derselben Richtung wie die Elektronen fortschreitet. Die verstärkte Energie läuft in Richtung der Gruppengeschwindigkeit zum Eingang des Strahles zurück und wird dort ausgekoppelt. Das HF-Feld der Welle steuert also bereits am Eingang der Verzögerungsleitung Dichte und Geschwindigkeit der Elektronen. Diesem Vorgang entspricht eine Art von Rückkopplung, die zur Selbsterregung führt. Das Karzinotron ist also ein selbsterregbarer Mikrowellengenerator, wobei sich jene Frequenz erregt, für die eine optimale Wechselwirkung zwischen Elektronenstrahl und Welle vorhanden ist. Die Frequenz der angeregten Welle folgt bei einer Änderung der Betriebsspannung der Dispersionskurve der Verzögerungsleitung. Die Frequenz läßt sich also in sehr einfacher Weise allein durch die an die Röhre angelegte Spannung wählen, ohne daß die mechanische Abstimmung irgendeines Kreises erforderlich wäre. Hierin liegt die grundsätzliche praktische Bedeutung der Rückwärtswellen-Generatorröhre. Bild 14 zeigt Durchstimmkurven eines solchen „O-Typ"-Karzinotrons.

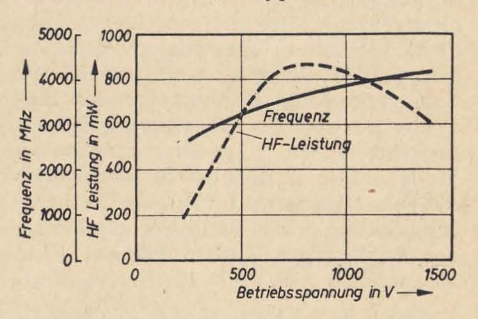


Bild 14: Durchstimmkurve eines Karzinotrons

Röhren dieser Ausführung wurden bis zu kürzesten Wellen von etwa λ = 2,5 mm gebaut. Im Frequenzbereich 2000 bis 4000 MHz lassen sich HF-Leistungen zwischen einigen Milliwatt und einigen Watt im Spannungsintervall zwischen etwa 150 und 2000 V herstellen.

Neben diesem O-Typ-Karzinotron, bei dem zur Bündelung des Elektronenstrahles ein longitudinal gerichtetes Magnetfeld benutzt wird, gibt es noch M-Typ-Karzinotrons, die ein zur Elektronenströmung transversales Magnetfeld haben. Gegenüber dem O-Typ zeichnet sich das M-Typ-Karzinotron durch höheren Wirkungsgrad (Größenordnung 30 bis 40%) und durch die Möglichkeit der Erzeugung entsprechend höherer Leistungen (Größenordnung 1 kW und darüber) aus.

Magnetrons

Eine besondere wichtige Art von Wanderfeldröhren wird von der Gruppe der Magnetrons gebildet, die, im elektronischen Mechanismus den M-Typ-Karzinotrons verwandt, in der Mikrowellentechnik zur Herstellung besonders starker Leistungen für Aufgaben der Funkortung benutzt werden.

Bild 15 zeigt das grundsätzliche Prinzip eines Mikrowellenmagnetrons. Die Elektronen bewegen sich in einem gekreuzten elektrischen und magnetischen Gleichfeld. Die aus der Katode K in Form eines Flachstrahles austretenden Elektronen

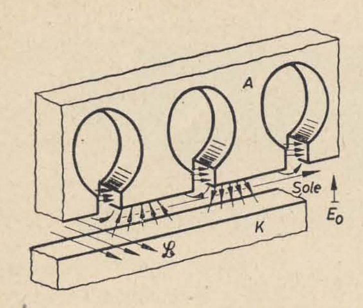


Bild 15: Prinzip eines Magnetrons in ebenem Modell

werden vom Magnetfeld 𝔅 in den Raum zwischen der Anode A und der Bodenplatte (Sole) gelenkt. Die Anode wird von einer Verzögerungsleitung mit Schlitzen und Löchern gebildet. Das HF-Feld zwischen Anode und Sole erteilt den Elektronen eine Geschwindigkeit in seiner Richtung. Das zur Richtung dieser Geschwindigkeit senkrechte Magnetfeld, das parallel zur Sole wirkt, hat zur Folge, daß die Elektronen je nach Feldphase wechselweise beschleunigt und verzögert werden in Fortpflanzungsrichtung der Elektronenströmung. Dadurch entstehen längs dieser Strömung Elektronenverdichtungen, die HF-Energie an die parallel zur Sole verlaufende Komponente des HF-Feldes der auf der Verzögerungsleitung fortschreitenden elektromagnetischen Welle abführen. Bei den in der Praxis üblichen Magnetrons wird die Verzögerungsleitung durch ein in sich geschlossenes ringförmiges System gebildet (Bild 16), welches die Welle im Kreise führt.

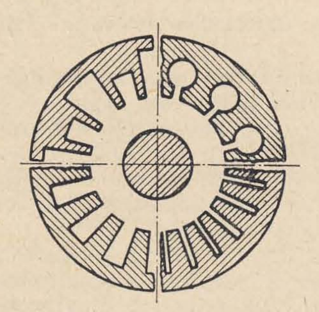


Bild 16: Bauformen von Verzögerungsleitungen für Magnetrons

Zwischen benachbarten Schlitzen hat die Fundamentale der umlaufenden Welle eine Phasendifferenz ψ_0. Es ist nur derjenige Schwingungsmodus stabil, für den

$$\psi_0 \cdot n = 2\,\pi k$$

ist (n = Anzahl der Schlitze, k = 0, 1, 2, 3 ...). Im Durchlaßbereich der Leitung muß $\psi_0 \leqq \pi$ sein, also k = 0, 1, 2 ... n/2. Die Phasen-Winkelgeschwindigkeit ω_p der Welle auf der Leitung steht mit der Frequenz ω der sich erregenden Welle im Zusammenhang

$$\omega_p = \frac{\omega}{k} = \omega_L,$$

wobei

$$\omega_L = \frac{2\,U}{r_a^2 \cdot 𝔅} \quad \text{(Posthumus-Gleichung)}$$

die Leitbahn-Winkelgeschwindigkeit der Elektronen ist. Wegen k = 0, 1, 2, ... n/2 können sich (n/2 + 1) verschiedene Frequenzen (Schwingungsmoden) erregen. Die sich erregende Frequenz bestimmt sich aus der Dispersionskurve $\omega_p = f(\omega)$ der Leitung. Aus der Posthumusrelation ergeben sich die erforderlichen Werte für

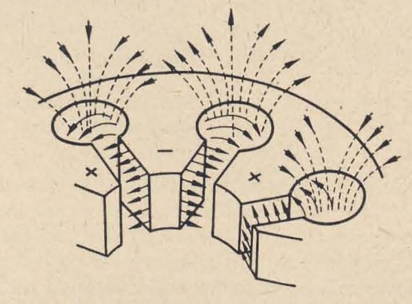


Bild 17: Verlauf des elektrischen (ausgezogene Pfeile) und magnetischen (gestrichelte Pfeile) HF-Feldes eines im π-Modus schwingenden Magnetron-Leitungssystems

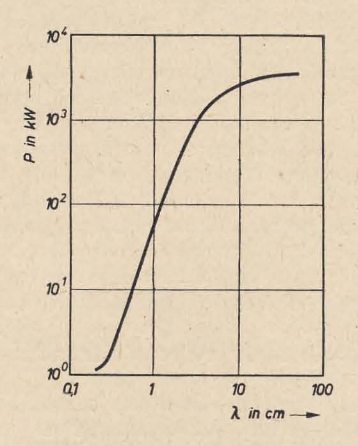


Bild 18: Optimale HF-Leistungen als Funktion der Wellenlänge bei verschiedenen Magnetrons

die Betriebsspannung U und die Magnetfeldstärke 𝔅. Für den Wert k = n/2 ergibt sich für die Phasendifferenz zwischen zwei benachbarten Anodensegmenten der Verzögerungsleitung der Wert $\varphi_0 = \pi$ (π-Modus). Hierbei schwingen benachbarte Segmente gegenphasig (Bild 17). Dieser Schwingungsmodus wird in der Praxis benutzt. Zu seiner Anregung muß angenäherte Übereinstimmung zwischen der Elektronen-Leitbahngeschwindigkeit und der Phasen-Winkelgeschwindigkeit der auf der Verzögerungsleitung im Kreise geführten elektromagnetischen Welle bestehen. Die transversale Komponente des elektrischen HF-Feldes der Welle erzeugt die Geschwindigkeitssteuerung und Phasenfokussierung der Elektronen, die beim Einlaufen in das Bremsfeld der longitudinalen Feldkomponente der Welle infolge der Lorentz-Kraft zur Anode gelenkt werden. Dabei führen sie ihre dem Gleichfeld entstammende potentielle Energie stufenweise als HF-Energie an die Welle ab. Die kinetische Energie der Elektronen ändert sich praktisch nicht. Diese landen daher auf der Anode nach mehreren Umläufen mit einer Energie, die ungefähr gleich der kinetischen Energie der Leitbahnbewegung, jedoch merklich kleiner als die potentielle Gleichfeldenergie ist.

In der Praxis werden Wirkungsgrade zwischen 50 bis 80% erzielt. Bild 18 gibt eine Übersicht über die im Bereich λ = 10 cm bis 3 mm (3 bis 100 GHz) erzielbaren Impulsleistungen. Selbst im Gebiet der Millimeterwellen werden noch Leistungen von einigen kW erzielt. Die Bilder 19 und 20 zeigen Ausführungen zweier Mikrowellenmagnetrons.

Die Eigenschaften eines Magnetrons lassen sich an Hand eines Arbeitsdiagrammes (Bild 21) ablesen. Auf der Abszisse ist der Anodenstrom, auf der Ordinate die Anodenspannung aufgetragen. Durch Änderung der Spannung und der Magnetfeldstärke lassen sich verschiedene Punkte

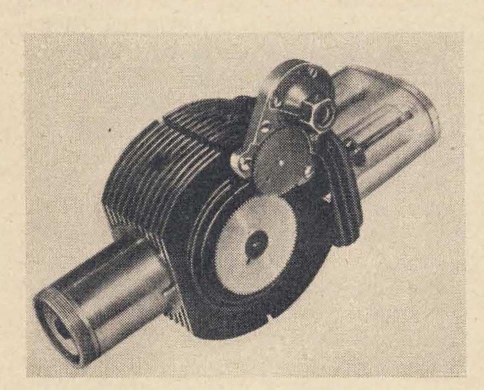


Bild 19: Durchstimmbares Magnetron (ohne Magnet)

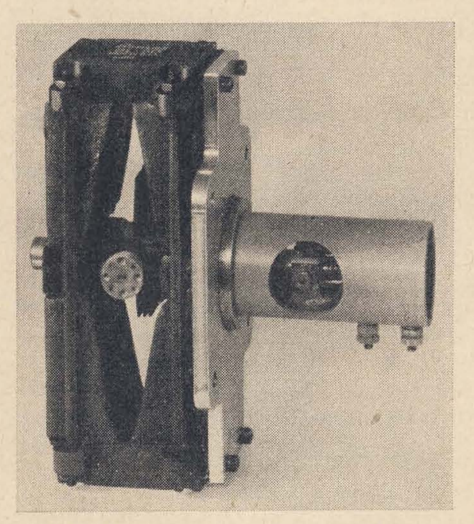


Bild 20: Magnetron für Millimeterwellen

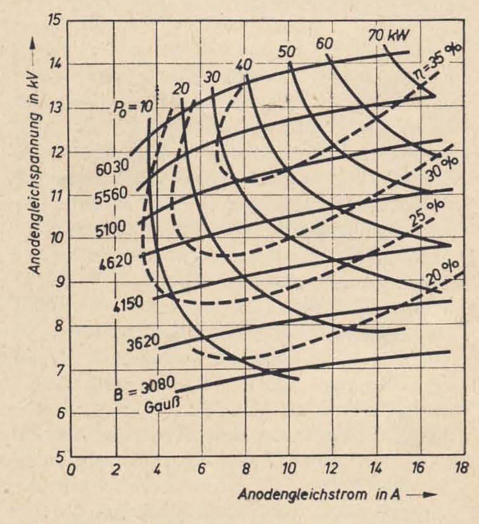


Bild 21: Arbeitsdiagramm eines Magnetrons

des Diagrammes erreichen. Man mißt Leistung und Wirkungsgrad und bestimmt Kurven konstanter Leistung, konstanten Wirkungsgrades und konstanter Magnetfeldstärke. Wie aus dem Diagramm hervorgeht, ist die Anodenspannung angenähert proportional der magnetischen Feldstärke und hängt nur geringfügig von der Stromstärke ab. Mit zunehmender magnetischer Feldstärke wird der Wirkungsgrad, in Übereinstimmung mit der oben angegebenen Formel, größer. Bei zu hohem Anodenstrom sinkt der Wirkungsgrad, weil sich dann eine zu starke Raumladung ausbildet, die der beschriebenen Phasenfokussierung entgegenwirkt. Nach Werten zunehmender Anodenspannung und zunehmenden Anodenstromes wird die erzielbare HF-Leistung durch die Katodenemission sowie durch die Spannungsfestigkeit der Röhre und durch die maximale Magnetfeldstärke begrenzt, die der Magnet liefern kann. Bei Anwendung permanenter Magnetfelder, wie sie in der Regel benutzt werden, können daher nur diejenigen Arbeitspunkte im Diagramm erreicht werden, die auf der Kurve dieser konstanten Magnetfeldstärke liegen.

Andere Mikrowellenröhren

Außer den zuvor erörterten Mikrowellenröhren gibt es noch weitere Laufzeitröhren, wie z. B. die Reflexionslaufzeitröhre (Reflexklystron), das Strophotron und das Kemitron. Wir wollen diese Typen hier nur kurz erwähnen. Zur Herstellung ganz kurzer Wellen von Zehntelmillimetern Wellenlänge sind auch Elektronenröhren entwickelt worden, deren Wirkungsweise auf der Eigenstrahlung schnell bewegter Elektronen in Magnetfeldern mit räumlich periodischer Struktur beruht (Undulator). Auch der Cerenkov-Effekt wird gelegentlich zur Herstellung kürzester Wellen nutzbar gemacht. So interessant alle diese Methoden zur Darstellung kürzester elektrischer Wellen sind, haben sie bisher doch keine praktische Bedeutung erlangt, da die erzielten Leistungen zu gering sind. Größere Bedeutung haben jedoch Generatoren erlangt, bei denen quantenhafte Emissionsvorgänge ausgenutzt werden. Derartige Anordnungen (MASER) können auch zur Verstärkung von Mikrowellen herangezogen werden und bieten den Vorteil eines besonders kleinen Rauschfaktors. Aus diesem Grunde werden molekulare Mikrowellenverstärker neuerdings für Aufgaben der Radioastronomie eingesetzt.

Dipl.-Ing. E. BUSCHMANN

Präzisionsfrequenzvergleich mit Lissajousfiguren

Die allgemein bekannte Methode, die Differenz zweier Frequenzen durch Beobachtung der Lissajousfiguren an einem Katodenstrahloszillografen zu messen, wird im Geodätischen Institut Potsdam angewendet, um Korrektionen von Normalfrequenzen sowie Gang- bzw. Frequenzunterschiede der Quarzuhren zu bestimmen.

Um die angestrebte Genauigkeit von $\pm 1 \cdot 10^{-9}$ (relativer Fehler) erreichen zu können, müssen Beobachtung und Auswertung besonders angeordnet und durchgeführt werden. Kurzfristige Frequenzschwankungen, wie sie bei Normalfrequenzsendungen über Rundfunk durch Änderung der Übertragungsbedingungen infolge von Änderungen der atmosphärischen Verhältnisse vorgetäuscht werden können, sollen möglichst ohne Einfluß auf das Ergebnis bleiben. Im folgenden wird ein Verfahren beschrieben, das sich in der Praxis gut bewährt hat und den oben genannten Anforderungen gerecht wird. Es kann allgemein in allen ähnlich gestalteten Fällen angewendet werden.

Die über Rundfunk gesendete Normalfrequenz $f_0 \approx 1$ kHz und eine Quarzuhrfrequenz $f_1 \approx 10$ kHz werden den beiden Ablenkplattenpaaren des Katodenstrahloszillografen zugeführt; dabei ergibt sich die Lissajousfigur für das Frequenzverhältnis 1 : 10, die sich je nach der Größe des Frequenzunterschiedes Δf mehr oder weniger schnell bewegt. Bezeichnet man mit T die Zeit, in der das Oszillogramm alle Bilder für die Phasenunterschiede von 0° bis 360° durchläuft, also für eine Schwebung zwischen den Frequenzen f_0 und f_1, so ergibt sich der Frequenzunterschied Δf aus

$$\Delta f = \frac{1}{T} \quad \text{in s}^{-1}. \tag{1a}$$

Wegen des Verhältnisses 1 : 10 erscheint schon nach jeweils 36° Phasenunterschied ($^1/_{10}$ Schwebung) auf dem Bildschirm dasselbe Bild. Mißt man die Zeit t zwischen zwei solchen gleichen Bildlagen, so ist

$$\Delta f = \frac{1}{10\,t} \quad \text{in s}^{-1}. \tag{1b}$$

Um für Δf die angestrebte Genauigkeit erreichen zu können, muß für t ein sehr genauer Mittelwert bestimmt werden. Diesen erhält man, indem man während einer längeren Meßzeit alle Zeiten T_r für eine bestimmte Bildlage beobachtet und daraus t durch Ausgleichung nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate berechnet.

Sind T'_r ($r = 1, 2, 3 \cdots N$) die wahren Zeiten für die Momente derselben Bildlage, so gilt für sie:

$$T'_r = T'_0 + rt,$$

wobei T'_0 eine Hilfsgröße, nämlich die wahre Zeit für $r = 0$ ist. Gemessen wurden die Zeiten T_r, die unvermeidlich mit Beobachtungsfehlern behaftet sind und also erst zusammen mit den jeweiligen Verbesserungen v_r die wahren Zeiten T'_r ergeben.

$$T_r + v_r = T'_r.$$

Für jede der N beobachteten Zeiten gilt demnach:

$$T_r + v_r = T'_0 + rt, \quad v_r = T'_0 + rt - T_r. \tag{2a}$$

Für die Unbekannte t wird ein Näherungswert t_0 eingeführt, so daß nur noch die kleine Korrektion Δt als Unbekannte zu bestimmen ist.

$$t = t_0 + \Delta t. \tag{2b}$$

Setzt man Gleichung (2b) in Gleichung (2a) ein, so wird

$$v_r = T'_0 + r\,\Delta t - (T_r - r t_0). \tag{2c}$$

Aus dem System der N Gleichungen der Form (2c) sind die Unbekannten T'_0 und Δt zu bestimmen. Ist $N > 2$, was immer der Fall sein wird, wenn man t mit großer Genauigkeit braucht, so liegt eine Überbestimmung vor, und das Gleichungssystem muß mit Hilfe eines Verfahrens der Ausgleichungsrechnung gelöst werden. Das ist zwar ausgehend von den Gleichungen (2c) ohne weiteres möglich, doch ergibt sich für die praktische Rechnung ein wesentlicher Vorteil durch eine Umbezifferung der Meßwerte nach der Formel

$$i = r - r_m, \tag{3a}$$

wobei

$$r_m = \frac{1 + N}{2} \quad \text{ist}.$$

Dabei ist es vorteilhaft, N ungerade zu wählen.

Will man nicht alle Meßwerte T_r, sondern nur jeden k-ten verwenden, so ist die Meßreihe auf $N = 1 + pk$ (p = gerade) zu begrenzen und nach der Formel

$$i = \frac{r - r_m}{k} \tag{3b}$$

Tabelle 1

r	i	T_r	L_i		$L_{(+i)} + L_{(-i)}$	$L_{(+i)} - L_{(-i)}$	$T_m + i(k\Delta t)$		v_i	
1			2		3	4	5		6	
1	−14	17,9	+7,9	+0,9	+8,8	−7,0	7,88	0,98	−0,02	+0,08
2		27,7	7,5	1,1	8,6	−6,4	7,63	1,23	+0,13	+0,13
3	−13	37,5	7,3	1,4	8,7	−5,9	7,39	1,47	+0,09	+0,07
4		47,4	7,1	1,6	8,7	−5,5	7,14	1,72	+0,04	+0,12
5	−12	57,3	6,9	2,0	8,9	−4,9	6,90	1,97	0,00	−0,03
6		67,2	6,7	2,3	9,0	−4,4	6,65	2,21	−0,05	−0,09
7	−11	77,1	6,5	2,6	9,1	−3,9	6,40	2,46	−0,10	−0,14
8		87,0	6,2	2,8	9,0	−3,4	6,16	2,71	−0,04	−0,09
9	−10	96,9	6,0	3,0	9,0	−3,0	5,91	2,95	−0,09	−0,05
10		106,8	5,7	3,3	9,0	−2,4	5,66	3,20	−0,04	−0,10
11	− 9	116,7	5,5	3,6	9,1	−1,9	5,42	3,45	−0,08	−0,15
12		126,6	5,1	3,7	8,8	−1,4	5,17	3,69	+0,07	−0,01
13	− 8	136,5	4,8	3,9	8,7	−0,9	4,92	3,94	+0,12	+0,04
14		146,2	4,7	4,1	8,8	−0,6	4,68	4,18	−0,02	+0,08
15	− 7	156,2	4,3		4,3	0,0	4,43		+0,13	
16		166,0								
17	− 6	176,0								
18		185,8								
19	− 5	195,7								
20		205,7								
21	− 4	215,5								
22		225,2								
23	− 3	235,1								
24		244,9								
25	− 2	254,8								
26		264,7								
27	− 1	274,7								
28		284,5								
29	(r_m) 0	294,3								
30		304,2								
31	+ 1	314,1								
32		324,0								
33	+ 2	333,9								
34		343,8								
35	+ 3	353,7								
36		363,6								
37	+ 4	373,6								
38		383,4								
39	+ 5	393,3								
40		403,2								
41	+ 6	413,0								
42		422,9								
43	+ 7	432,8								
44		442,7								
45	+ 8	452,6								
46		462,4								
47	+ 9	472,3								
48		482,1								
49	+10	492,0								
50		501,7								
51	+11	511,6								
52		521,5								
53	+12	531,4								
54		541,2								
55	+13	551,1								
56		561,0								
57	+14	570,9								

Unbekannte:

$[L] = +128{,}5$
$n = 29$
$T_m = +4{,}431$ s
$[iL] = -500{,}3$
$[ii] = 2030$
$\Delta t = -0{,}1231$ s
$t = +9{,}8768$ s
$\Delta f = 0{,}010125\ s^{-1}$
$\Delta g = 0{,}8748\ s \cdot d^{-1}$

Proben: $[v] = 0{,}00$
$[iv] = +0{,}07$

Genauigkeitsmaße:

$[vv] = 0{,}22$
$m_o = \pm 0{,}09$ s
$m_t = \pm 1 \cdot 10^{-3}$ s
$m_{\Delta f} = \pm 1 \cdot 10^{-6}\ s^{-1}$
$m_{\Delta g} = \pm 9 \cdot 10^{-5}\ s \cdot d^{-1}$

$$\frac{m_{\Delta g}}{d} = \frac{m_{\Delta f}}{f_o} = \pm 1 \cdot 10^{-9}$$

Spalte 1: Der Nullpunkt der Zählung für T_r ist beliebig. Hier wurde er so gewählt, daß für den letzten Meßwert die Größe $L = T_r - rt_o$ noch positiv wird.
Spalte 2: Die Anordnung in U-Form ist für die Berechnung der Spalten 3 und 4 vorteilhaft.
Spalte 3: Obwohl man [L] unmittelbar aus Spalte 2 bilden könnte, ist es vorteilhaft, die Teilsummen $L_{(+i)} + L_{(-i)}$ zunächst einzeln zu berechnen, weil man auf diese Weise grobe Messungsfehler leichter erkennt.
Spalte 4: $[iL] = \left[|i| \left\{ L_{(+i)} - L_{(-i)} \right\}\right]$

umzubeziffern. Für i ergeben sich dann für jeden k-ten Wert von r die ganzen Zahlen:

$$-\frac{N-1}{2k}, \cdots -2, -1, 0, +1, +2 \cdots + \frac{N-1}{2k}.$$

Gleichung (3a) ist der Sonderfall von Gleichung (3b) für $k = 1$. Aus Gleichung (3b) erhält man:

$$r = r_m + ik.$$

Wird dieser Ausdruck in Gleichung (2c) eingesetzt, ergibt sich:

$$v_i = T'_o + r_m \Delta t + ik\,\Delta t - (T_r - rt_o). \qquad (4)$$

Setzt man

$$T'_o + r_m \Delta t = T_m \text{ und}$$
$$T_r - rt_o = L_i$$

in Gleichung (4) ein, wird

$$v_i = T_m + i\,(k\,\Delta t) - L_i \qquad (5)$$

mit den Unbekannten T_m und $(k\,\Delta t)$. Man hat nunmehr das System der $n = \frac{N + k - 1}{k}$ Gleichungen der Form (5) nach den Unbekannten aufzulösen. Die Ausgleichungsrechnung lehrt, daß sich die plausibelsten Werte der Unbekannten unter der Bedingung $[vv] \rightarrow$ Min ergeben, d. h. die Summe der Quadrate der Verbesserungen muß ein Minimum werden. Im folgenden wird die in der Ausgleichungsrechnung übliche Schreibweise beibehalten, die beispielsweise für

$\sum_{i=1}^{n} v_i^2$ das Symbol [vv] oder für

$\sum_{i=1}^{n} L_i$ das Symbol [L] setzt.

Quadriert und summiert man die Gleichungen (5), so erhält man

$$[vv] = n\,T_m^2 + [ii]\,(k\,\Delta t)^2 + [LL] + 2\,[i]\,T_m\,(k\,\Delta t) - 2\,[L]\,T_m - 2\,[iL]\,(k\,\Delta t).$$

Soll [vv] zu einem Minimum werden, so müssen die partiellen Ableitungen nach den Unbekannten = 0 sein und somit lauten die Normalgleichungen nach Kürzung des allen Gliedern gemeinsamen Faktors 2:

$$\frac{\partial\,[vv]}{\partial\,T_m} = nT_m + [i]\,(k\,\Delta t) - [L] = 0,$$
$$\frac{\partial\,[vv]}{\partial\,(k\,\Delta t)} = [i]\,T_m + [ii]\,(k\,\Delta t - [iL] = 0. \qquad (6)$$

Aus diesen Gleichungen können die beiden Unbekannten T_m und $(k\,\Delta t)$ in elementarer Weise bestimmt werden. Im vorliegenden Fall ist ihre Bestimmung durch die Umbezifferung der Meßwerte nach den Gleichungen (3a) bzw. (3b) noch wesentlich vereinfacht worden, denn da $[i] = 0$, hat man unmittelbar

$$T_m = \frac{[L]}{n}, \qquad (7a)$$
$$(k\,\Delta t) = \frac{[iL]}{[ii]}.$$

[ii] kann dabei bequem nach $[ii] = \frac{n\,(n^2 - 1)}{12}$ bestimmt werden. Schließlich ist

$$\Delta t = \frac{[iL]}{k\,[ii]} \qquad (7b)$$

und

$$t = t_o + \Delta t.$$

Proben für die Richtigkeit der Ausgleichung sind:

$$[v] = 0 \text{ und} \qquad (8)$$
$$[iv] = 0.$$

Ohne daß hier auf ihre Ableitung eingegangen werden kann, seien die Genauigkeitsmaße angegeben.

Mittlerer Fehler einer Beobachtung (Gewichtseinheitsfehler):

$$m_o = \pm \sqrt{\frac{[vv]}{n-2}}$$

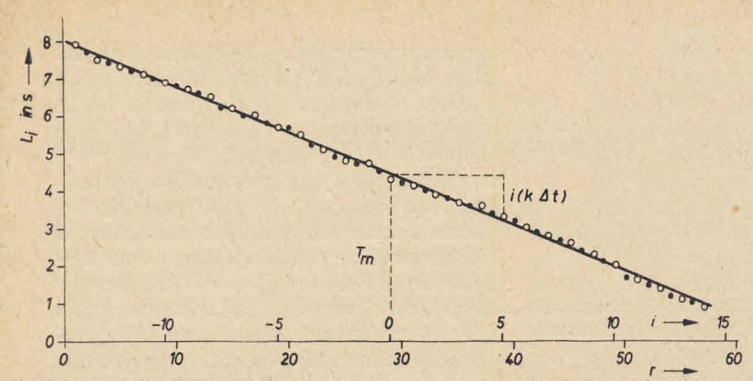


Bild 1: Aufgenommene Meßwerte. Die zur Auswertung verwendeten Meßwerte sind durch einen Kreis, die nicht verwendeten durch einen Punkt dargestellt

Mittlerer Fehler von t:

$$m_t = \frac{m_o}{k\sqrt{[ii]}} \tag{9}$$

Mittlerer Fehler von Δf:

$$m_{\Delta f} = \frac{m_t}{10\,t^2}$$

Relativer Fehler:

$$\frac{m_{\Delta f}}{f_o} = \frac{m_t}{t^2} \cdot 10^{-4} = m_{\Delta f} \cdot 10^{-3}.$$

Mit dem aus der Gleichung erhaltenen plausibelsten Wert von t (Gleichung 7b) kann nun nach Gleichung (1b) die Frequenzdifferenz Δf berechnet werden.

Ist außerdem der Gangunterschied Δg der Quarzuhren gesucht, so erhält man ihn aus der Beziehung:

$$\frac{\Delta g}{86\,400} = -\frac{\Delta f}{f_o}, \tag{10a}$$

wobei Δg und 86400 in s/Tag rechnen.

Im vorliegenden Fall ist mit Gleichung (1b) und $f_o = 1000$ Hz

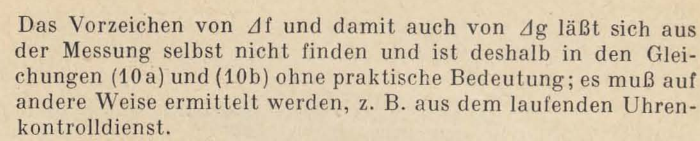
$$\Delta g = -\frac{8{,}64}{t}\,\mathrm{s \cdot d^{-1}}\ (\mathrm{d = Tag}) \tag{10b}$$

mit dem mittleren Fehler

$$m_{\Delta g} = \frac{8{,}64}{t^2} \cdot m_t$$

und dem relativen Fehler

$$\frac{m_{\Delta g}}{d} = \frac{m_{\Delta f}}{f_o} = \frac{m_t}{t^2} \cdot 10^{-4}.$$



Das Vorzeichen von Δf und damit auch von Δg läßt sich aus der Messung selbst nicht finden und ist deshalb in den Gleichungen (10a) und (10b) ohne praktische Bedeutung; es muß auf andere Weise ermittelt werden, z. B. aus dem laufenden Uhrenkontrolldienst.

Zum Schluß soll ein Beispiel zeigen, wie die praktische Rechnung einfach und schnell durchgeführt werden kann (Tabelle 1).

Anzahl der Beobachtungen N = 57. Die Erfahrung hat gezeigt, daß es bei der Auswertung genügt, nur jeden zweiten Meßwert zu verwenden. Die Ergebnisse sind denen, die sich beim Verwenden aller Meßwerte ergeben, praktisch gleich, und man hat den Vorteil einer erheblichen Arbeitseinsparung bei gleichzeitiger Ausnutzung der gesamten Länge der Meßzeit, was für die Eliminierung eventueller kurzfristiger Frequenzschwankungen vorteilhaft ist.

Damit ist k = 2 und n = 29. t_o wurde zu + 10,0 s angenommen. Meßreihe und ausgleichende Gerade sind im Bild 1 dargestellt. Zum Vergleich seien noch die Ergebnisse angeführt, die man bei Verwendung aller Meßwerte (k = 1) erhält:

$$T_m = +\,4{,}419\ \mathrm{s},$$
$$t = 9{,}8768\ \mathrm{s},$$
$$\Delta f = 0{,}010125\ \mathrm{s^{-1}},$$
$$\Delta g = 0{,}8748\ \mathrm{s \cdot d^{-1}},$$
$$m_o = \pm\,0{,}09\ \mathrm{s},$$
$$m_t = \pm\,7 \cdot 10^{-4}\ \mathrm{s},$$
$$m_{\Delta g} = \pm\,6 \cdot 10^{-5}\ \mathrm{s \cdot d^{-1}},$$
$$m_{\Delta f} = \pm\,7 \cdot 10^{-7}\ \mathrm{s^{-1}},$$
$$\frac{m_{\Delta g}}{d} = \frac{m_{\Delta f}}{f_o} = \pm\,7 \cdot 10^{-10}.$$

Endrechnung: Der Uhrgang $g_{(f_1)}$ der Quarzuhr mit der Vergleichsfrequenz f_1 ergab sich aus dem laufenden Dienst zu

$$g_{(f_1)} = -\,0{,}8715\ \mathrm{s \cdot d^{-1}}.$$

Zusammen mit dem gemessenen Gangunterschied

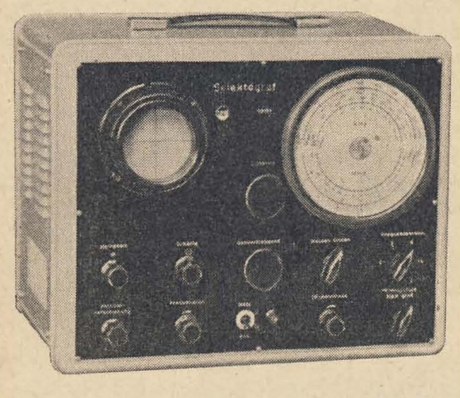
$$\Delta g = +\,0{,}8748\ \mathrm{s \cdot d^{-1}}$$

(hier erst entscheidet sich das Vorzeichen von Δg), ergibt sich der Gang $g_{(f_o)}$ der Quarzuhr, von der die Normalfrequenz f_o gesendet wurde, zu

$$g_{(f_o)} = +\,0{,}0033\ \mathrm{s \cdot d^{-1}}.$$

Das entspricht einer Abweichung der gesendeten Normalfrequenz von

$$\frac{df}{f_o} = \frac{g_{(f_o)}}{86\,400} = -\,38 \cdot 10^{-9}.$$



HEINZ HÖSCHEL

Abgleich von TV-Empfängern mit dem Selektografen SO 81

Der von dem VEB Technisch-Physikalische Werkstätten, Thalheim, gefertigte Selektograf SO 81 ist eine Weiterentwicklung des für den Kundendienstmeßplatz entwickelten SO 80, dessen Schaltung und Arbeitsweise bereits in radio und fernsehen 23 (1956) beschrieben wurde. Da der Selektograf SO 81 schaltungstechnisch grundsätzlich nach dem gleichen Prinzip wie der SO 80 arbeitet, erübrigt es sich, darauf näher einzugehen. Der Frequenzbereich des Gerätes (200 kHz···1,6 MHz, 5···16 MHz und 85···102 MHz bei einem Frequenzhub von max. ± 25%) läßt erkennen, daß es im allgemeinen für den Abgleich von AM- und FM-Empfänger bestimmt ist. Weniger bekannt ist in Fachkreisen, daß sich der Selektograf auch für den Bild- und Ton-ZF-Abgleich von TV-Empfängern eignet. Verwendet wird dazu, entsprechend der Bild-ZF von 26 MHz oder 38,9 MHz, die zweite oder dritte Harmonische vom Bereich „6" des

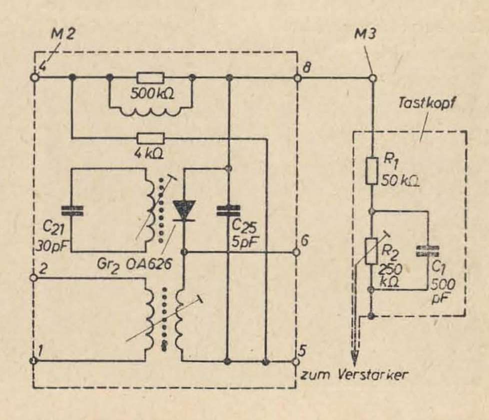


Bild 1: Abnahme der gleichgerichteten Wobbelspannung am Videogleichrichter

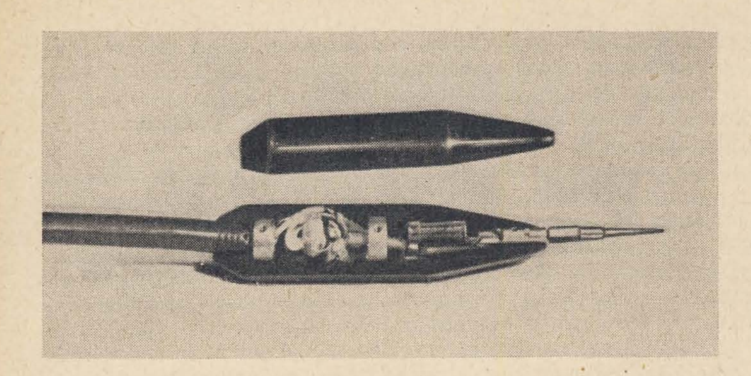


Bild 2: Tastkopf mit Siebglied und Einstellregler

Selektografen. Diese Harmonischen sind durch die angewandte Drei-Triodenschaltung des Senders im Selektograf noch so stark, daß ein einwandfreier Bild-ZF-Abgleich möglich ist. Der in diesem Artikel beschriebene Bild- und Ton-ZF-Abgleich wurde am „Derby" durchgeführt.

Bild-ZF-Abgleich

Der „Senderausgang" des Selektografen wird an den Meßpunkt M 1 oder über eine Kapazität von 1···5 pF an das Gitter der Mischröhre gelegt und der Kanalwähler in eine Leerstellung geschaltet, so daß der Oszillator nicht stören kann. Da die gewobbelte HF-Spannung gleichgerichtet werden muß, bevor sie dem Selektografenverstärker zugeführt wird, nimmt man die Spannung nach dem Videogleichrichter ab, so wie es aus Bild 1 zu ersehen ist. Beim TV-Empfänger „Derby" ist das der Meßpunkt M 3. Zwecks Entkopplung muß man eine Siebschaltung unmittelbar zwischen M 3 und Verstärkerkabel schalten. Die Siebschaltung besteht aus einem RC-Glied (R_1, C_1). Da der Verstärkereingang des Selektografen nicht regelbar ist, ist es zweckmäßig, einen kleinen Einstellregler R_2 zum RC-Glied zu schalten. Den Aufbau dieser Anordnung zeigt Bild 2. Umgebaut wurde dazu ein Spannungsteilertastkopf des Service-Oszillografen EO 1/71 der TPW. Die automatische Regelung im TV-Empfänger ist durch eine Batteriespannung von etwa 3 V zu ersetzen, die parallel zu C_{78} gelegt wird. Weiterhin ist C_{119} abzulöten, um die getastete Regelung auszuschalten. Ist der Kontrastregler so ausgelegt, daß die Gittervorspannung der ZF-Röhren geregelt wird, kann man die Batterie weglassen und die Vorspannung mit einem hochohmigen Instrument auf etwa 3 V einstellen.

Der Selektograf wird nun auf Bereich „6" geschaltet und auf „Eichen" gestellt, ferner muß man den Frequenzhubregler auf Rechtsanschlag stellen, ebenso den HF-Fein- und HF-Grobregler. Da der „Derby" eine Bild-ZF von 38,9 MHz hat, muß mit der dritten Harmonischen gearbeitet werden, d. h. alle auf Bereich „6" abgelesenen oder eingestellten Werte müssen mit 3 multipliziert werden.

Da die Mittenfrequenz der Bild-ZF-Kurve bei etwa 36 MHz liegt, wird der Eichkreis auf 12 MHz eingestellt und die Senderfrequenz so lange verändert, bis der Scheitel der Eichkreiskurve auf der Mittellinie des Rasters liegt. Nach Umschalten auf „Messen" dreht man den HF-Feinregler so weit nach links, bis an M 3 mit einem hochohmigen Instrument eine Spannung von etwa 1···1,5 V gemessen werden kann. Nun wird mit dem Einstellregler im Tastkopf die Frequenzkurve auf dem Schirm der Katodenstrahlröhre auf eine Höhe von etwa 3 cm eingestellt und der Frequenzhubregler so weit zurückgedreht, bis sich ein Frequenzhub von etwa 14 MHz ergibt. Bei einem richtig abgeglichenen Gerät muß sich eine Bild-ZF-Kurve ähnlich Bild 3 ergeben. Um ein Gefühl für die richtige Einstellung des Selektografen zu erhalten, ist es zweckmäßig, die beschriebene Messung zunächst an einem einwandfreien TV-Empfänger durchzuführen. Bei der Messung der Bandbreite bzw. der Lage des Ton- und Bildträgers stellt man den Frequenzhub, den HF-Feinregler und den Sender so ein, daß sich das Raster mit der Frequenzkurve so zur Deckung bringen läßt, wie es Bild 4 zeigt. Durch abwechselndes Umschalten des Selektografen auf „Messen" und „Eichen" werden durch Verstellen des Eichkreises die entsprechenden Punkte der Bild-ZF-Kurve ausgemessen. Die Eichkreiskurve wird dabei immer mit ihrem Scheitel auf die entsprechende senkrechte Linie des Rasters gestellt, auf der der auszumessende Punkt der Bild-ZF-Kurve liegt, und der abgelesene Wert der Eichkreisskala mit 3 multipliziert. Während dieses Meßvorganges darf keinesfalls der Frequenzhub, die Sendereinstellung oder die HF-Ausgangsspannung verändert werden. Bild 5 zeigt, welche Schirmbilder sich abwechselnd ergeben müssen, wenn z. B. die Bandbreite gemessen werden soll.

Der Abgleich der Tontreppe ist besonders kritisch. Durch einen kleineren Frequenzhub und etwas größere Verstärkung

Bild 3: Bild-ZF-Kurve, aufgenommen mit dem SO 81

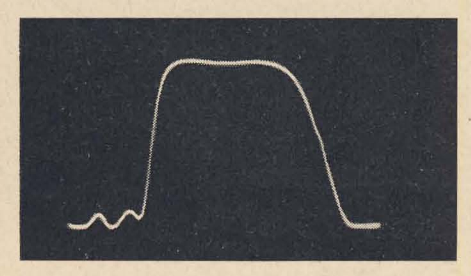
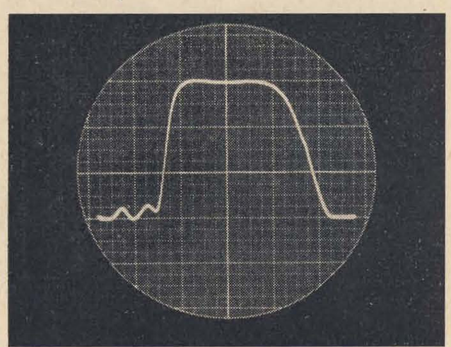


Bild 4: Bild-ZF-Kurve mit Raster zum Auswerten der Frequenzkurve



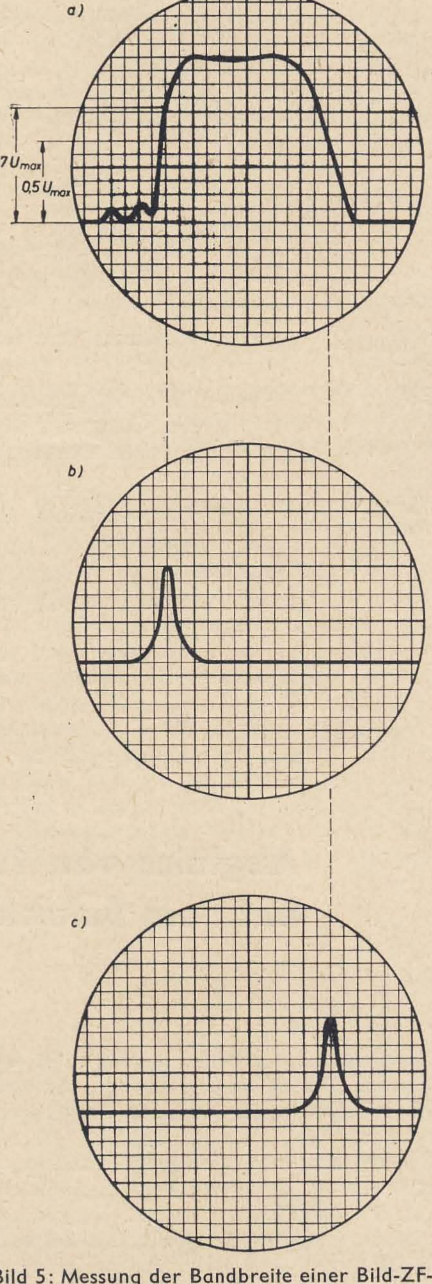


Bild 5: Messung der Bandbreite einer Bild-ZF-Kurve. a) Bild-ZF-Kurve vom „Derby"; b) abgelesener Wert an Eichkreisskala = 11,55 MHz ≙ 34,65 MHz; c) abgelesener Wert an Eichkreisskala = 12,97 MHz ≙ 38,9 MHz

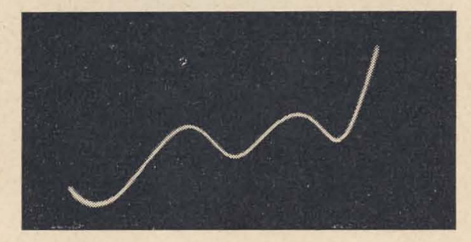


Bild 6: Vergrößerte Abbildung der Tontreppe

(dazu muß der Einstellregler etwas verstellt werden) kann man die Tontreppe vergrößert abbilden (Bild 6). Eichkreis und Sender des Selektografen werden dazu auf etwa 11 MHz eingestellt. Die genaue Lage und Breite der Tontreppe lassen sich nun ausmessen.

Ton-ZF-Abgleich

Der Ton-ZF-Abgleich eines TV-Empfängers weist im allgemeinen keine Besonderheiten gegenüber dem Abgleich eines FM-Empfängers auf. Der Anschluß des Senderkabels erfolgt an M 3 (siehe Bild 1). Das Verstärkerkabel wird über den Meßkopf am Meßpunkt M 5 angeklemmt und der Kondensator C_{51} (Derby) einseitig abgelötet. Die Frequenz von 5,5 MHz kann am Selektograf direkt auf Bereich „5" eingestellt werden. Zu beachten ist beim Abgleich, daß die Tonfalle zum Auskoppeln der 5,5 MHz in der Katodenleitung der Bildröhre auf ihren Maximalwert einzustellen ist. Die Frequenzkurve dieses Kreises verläuft relativ flach, so daß sie auf dem Bildschirm des Selektografen ganz genau beobachtet werden muß. Zum Abgleich des Ratiodetektors verbleibt das Senderkabel an M 3. Der Meßkopf wird an M 4 angeklemmt, der Kondensator C_{51} wieder angelötet und der Ratiodetektor in der bekannten Weise auf Symmetrie abgeglichen.

HEINZ-GÜNTHER ULLRAUM

Ein Betriebsfunkstudio

Zwei Dinge sind es, die die beabsichtigte Wirkung einer Betriebsfunkanlage ins Gegenteil umkehren können: Mangelhafte redaktionelle Arbeit und mangelhafte Technik. Was nutzt die gelungenste Bandaufnahme, wenn die Wiedergabe verzerrt ist, wenn der Hörer Töne vernimmt, die nach Lautstärke und Qualität an der „Schmerzensgrenze" liegen? Was nutzt die vollendetste Wiedergabe, wenn Inhalt, Gestaltung und Ausführung einer Sendung zu wünschen übriglassen? Der nachfolgende Beitrag befaßt sich allerdings nur mit der technischen Seite einer Anlage, es ist jedoch zu hoffen, daß auch zur redaktionellen Arbeit von berufener Seite Anregendes gesagt wird.

Es ist nichts Neues, daß die Arbeit des Betriebsfunks ganz anders geartet sein muß, als die des Rundfunks. Schnellste „gezielte" Nachrichtenübermittlung, kritische Berichte, um Produktionsstörungen schneller überwinden zu helfen, Reportagen von Abteilung zu Abteilung zur ständigen Belebung und Unterstützung des sozialistischen Wettbewerbs sind seine wichtigsten Aufgaben. Das daneben natürlich auch Raum bleiben muß für entspannende Sendungen während der Pausen, sei nur am Rande erwähnt.

Dieses umfangreiche Programm muß nun im Gegensatz zum Rundfunk mit relativ bescheidenen technischen Mitteln und — ein wesentlicher Faktor — mit wenigen Arbeitskräften bewältigt werden. (Im vorliegenden Beispiel mit einem Redakteur und einer technischen Kraft.) Ein Sprechraum von etwa 15 qm, ein Regieraum von etwa 18 qm und ein Verstärkerraum von 18 qm reichen selbstverständlich nicht aus, um Musikstücke oder Hörspiele produzieren zu können. Hier muß also der Rundfunk Pate stehen. Mit Hilfe von Geräuschbändern, Reportagegeräten und einer Cutterapparatur kann man den Betriebsfunk aber so beweglich machen, daß in kleinem Umfang das Programm entsprechend den speziellen Aufgaben lebendig gestaltet werden kann. Erstrebenswert ist in dieser Hinsicht ein möglichst umfangreiches Archiv, welches dem Studio der VEB JENAer Glaswerke Schott & Genossen z. B. eine umfangreiche Programmgestaltung ermöglicht.

Im Regieraum (Bild 1) befindet sich außer der Stromversorgung und Relaissteuerung als wichtigstes der Tonteiltisch, von dem aus die Anlage mit Hilfe von 570 Relais ferngesteuert wird. Er enthält eine Reglerwanne, bestehend aus 16 Einzel- und einem Summenregler, ein Lichtmarkeninstrument mit eingebauter Fünf-Farbenleuchttafel zur genauen Aussteuerungskontrolle sowie weitere sieben Kontrollinstrumente zur Überwachung bei Mehrprogrammbetrieb. Außerdem kann von hier aus die Anlage besprochen werden. Dies ist besonders wichtig, da nunmehr die technische Kraft in der Lage ist, wichtige Nachrichten in Notfällen auch ohne Sprecher durchzugeben. Um möglichst alle notwendigen Handgriffe von einer Stelle aus zu betätigen, sind am Tonteiltisch sämtliche Schalter für Belüftungsanlage, Beleuchtung, Schaltuhr sowie Sicherungskontrolle und Sprechgarnitur für drei Fernsprechleitungen untergebracht.

Im Endausbau besteht für 150 Endstellen Anschlußmöglichkeit (pro Endstelle im Augenblick bis zu 18 Lautsprecher). Sie können einzeln, aber auch durch Generalschaltung auf einmal geschaltet werden. Durch diese Maßnahme kann die Betriebsfunkanlage von einer entfernt liegenden Sprechstelle — mit gesondertem Pausenzeichen — besprochen werden. Eine Zwangsschaltung sorgt dafür, daß wichtige Nachrichten auch bei zugedrehten Reglern der im Betrieb befindlichen Lautsprecher ihre Hörer erreichen.

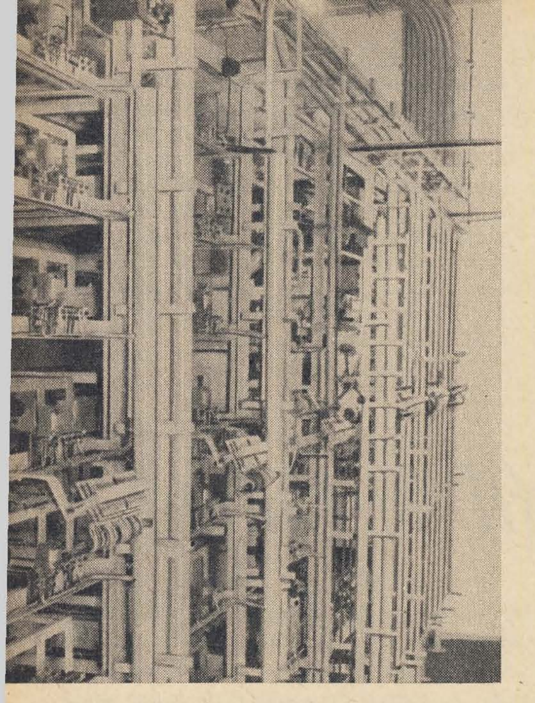
Die Trennklinken in der Stirnseite des Regiepultes sind für Mehrprogrammbetrieb vorgesehen. Als Tischbelag wurden 5 mm starke Vinidurplatten verwendet, auf denen der Prinzipstromlaufplan grafisch dargestellt ist. Jeder Schaltvorgang, ob geschalteter Übertragungszug, Pausenzeichen, gezogener Regler, getasteter Kontrollpunkt oder gesteckte Trennklinken bis zu den eingebauten Sprechstellen, wird außerdem durch entsprechende Lampen signalisiert. Dadurch wird die Sicherheit beim Ablauf der Sendungen erhöht. Mit Hilfe von 66 Kontrollpunkten, die sich jeweils vor und hinter jedem Verstärker (Bild 2) befinden, ist zu jeder Zeit eine genaue Überwachung der Anlage möglich. Die Eingrenzung etwaiger Störungen wird durch sie erleichtert.

Die vorhandenen alten 76-cm-Tonbandmaschinen vom Typ R 28 wurden dahingehend auf Steuerung eingebaut, daß sie bei gezogenem Regler anlaufen bzw. wieder stehen bleiben. Das wirkt sich für die Bedienung der Anlage besonders bei Sendungen mit mehreren Einblendungen sehr vorteilhaft aus.

Zwei Hoch-Tieftonkombinationen, über einen Verstärker (V 44) ausgesteuert, bieten eine einwandfreie Abhörmöglichkeit.



Bild 1: Regieraum



Der Sprechraum (Bild 3) ist so ausgestattet, daß er nahezu hallfrei ist. Störenden Geräuschen von außen ist er völlig entzogen. Ein großes, aus vier Spiegelglasscheiben bestehendes Fenster gibt direkte Sichtmöglichkeit mit dem Regieraum. Die Wände sind mit Holz und Hartfaserpappe verkleidet, als weiteres Isoliermittel wurde Glaswolle verwendet. Der Fußboden ist mit Läuferstoff voll ausgelegt. So ausgestattet liegt die Nachhallzeit des Raumes bei etwa 0,2 Sekunden. Um auch naturgetreue Sendungen zu gestalten, wurde ein besonderer Hallraum vorgesehen.

Ein hochwertiges Mikrofon vom Typ CMV 563 (Firma Georg Neumann, Gefell) bietet die Gewähr für eine einwandfreie Übertragung, eine Hoch-Tieftonkombination ebenfalls über einen Verstärker vom Typ V 44 ausgesteuert sorgt für naturgetreue Wiedergabe. Der reibungslose Ablauf jeder Sendung wird durch eine Vier-Farbenglassäule und eine einfache Wechselsprechanlage gesichert. Mit Hilfe einer „Räuspertaste" kann der Sprecher das Mikrofon jederzeit außer Betrieb setzen. Das umfangreiche Archiv wurde aus Platzmangel in architektonisch angepaßten Wandschränken im Sprech- sowie im Regieraum untergebracht.

◄ Bild 2: Rückseite des Verstärkergestells



► Bild 3: Sprechraum

Die wichtigsten Verstärker, Tonmesser, Pausenzeichen und 20 Endstellen sind im angrenzenden Verstärkerraum untergebracht. Weitere 70 Kraftverstärker sind in Form von Unterzentralen ebenfalls in Gestellbauweise im Betrieb verteilt. Eine Schaltuhr übernimmt während der Nachtzeit sowie an Sonn- und Feiertagen das Ein- und Ausschalten der im Schichtbetrieb angeschlossenen Endstellen.

Bild 4: Blockschaltbild des Betriebsfunkstudios ▼

Eine Klima- und Frischluftanlage sorgt schließlich ständig für genügend Frischluftzufuhr.

Erläuternd zum Blockschaltbild und dem Pegeldiagramm der Anlage in den Bildern 4 und 5 sei gesagt: Bei der Auftastung auf einen der 66 Kontrollpunkte sowie der 150 Rückmeldungen wird gleichzeitig ein Tonmesser mitgeschaltet.

Das Pegeldiagramm wurde mit 1000 Hz bei Vollaussteuerung aufgestellt. Der Klirrfaktor ist hierbei kleiner als 1,2%. Um einen exakten Wert zu erhalten, wurde der Meßton zweimal über die Anlage geschickt. Der Fremdspannungsabstand beträgt zur Vollaussteuerung, d. h. maximale Ausgangsspannung 1,5 Volt, 50 dB. Durch die Ausgleichswiderstände zwischen den 16 Einzelreglern und dem Summenregler tritt eine zusätzliche Dämpfung von 28 dB ein. Gleichzeitig mußte aber der Eingangspegel auf plus 6 dB gelegt werden, um die verschiedensten Steckmöglichkeiten zu sichern. Um die Anlage erdfrei zu halten, wurden die vorhandenen Profilregler vom Typ W 24a dementsprechend abgeändert.

Seit der Inbetriebnahme (April 1958) konnten bis jetzt keine Mängel oder Fehler festgestellt werden. Die Anlage arbeitet zufriedenstellend und zeigt sich allen Anforderungen gewachsen. Erste Voraussetzung ist natürlich, daß eine derartig komplizierte Anlage sorgfältig und sachgemäß gepflegt wird.

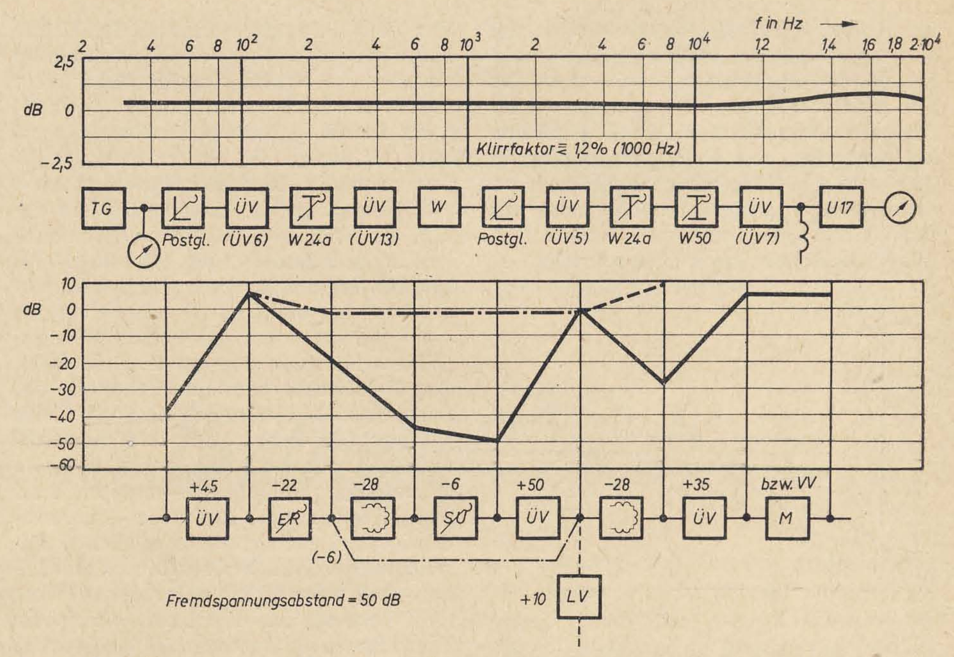


Bild 5: Pegeldiagramm

HAGEN JAKUBASCHK

Richtmikrofon für Tierstimmenaufnahmen in freier Wildbahn

In radio und fernsehen 5 und 6 (1958) wurde bereits Grundsätzliches über die Aufnahme von Tierstimmen in freier Wildbahn berichtet, wobei die infragekommenden Tiere nach dem Frequenzspektrum ihrer Stimme in zwei Gruppen unterschieden wurden. Für die Aufnahme von Tierstimmen der ersten Gruppe mit relativ hohen, schrillen Stimmen — insbesondere Vogelstimmen — wurde versuchsweise ein Richtreflektor mit in seinem Brennpunkt montiertem Mikrofon eingesetzt. Nach erfolgreichem Abschluß der Versuche soll hier über die gewonnenen Ergebnisse berichtet werden.

Als schallbündelndes Organ wurde ein Reflektor in Form eines Paraboloids hergestellt, dessen Aussehen Bild 1 zeigt. Das Mikrofon ist im Brennpunkt des Paraboloids angeordnet und kehrt seine Öffnung dem Scheitelpunkt der Parabel zu. Die genaue Einstellung der Lage der Mikrofonkapsel im Brennpunkt muß nach Versuch geschehen, da die Ausmaße des Reflektors bereits in der Größenordnung der Schallwellenlänge liegen, was zur Folge hat, daß die Reflexionsverhältnisse innerhalb des Reflektors frequenzabhängig sind und es deshalb nicht zur Ausbildung eines scharfen, für alle Frequenzen definierten Brennpunktes kommt. Aus diesem Grunde wurde die Mikrofonkapsel innerhalb des Reflektors auf einem kleinen Schlitten axial verschiebbar angeordnet. Nach Ermittlung der günstigsten Lage wird sie nicht mehr verstellt.

Bei anfänglichen Versuchen mit einem Reflektor mit dem Öffnungsdurchmesser von 80 cm stellte sich heraus, daß — entgegen den theoretischen Erwartungen — bereits mit einem Öffnungsdurchmesser von 60 cm befriedigende Ergebnisse zu erhalten sind. Die endgültigen Maße des im folgenden beschriebenen Reflektors zeigt Bild 2. Aus praktischen Erwägungen (Transport!) wurde der Verlauf der Parabelfunktion so gewählt, daß der Öffnungsdurchmesser etwa mit der Tiefe des Reflektors übereinstimmt.

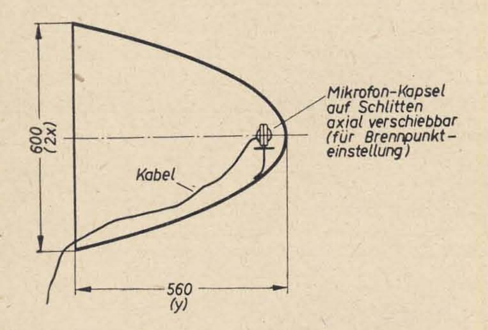
Theoretisch wäre zu erwarten, daß der gleiche Reflektor auch bei geringerer Tiefe den Anforderungen genügt, da die weiter „vorn" liegenden, flacher verlaufenden Wandungsteile kaum zur Schallbündelung beitragen. Es ist jedoch zu bedenken, daß an der Öffnung des Reflektors schon bei mäßigem Wind Wirbelbildungen entstehen, die das bekannte „Windrumpeln" hervorrufen. Deshalb wurde der Reflektor verhältnismäßig tief ausgelegt, um das Mikrofon hiergegen und gegen seitwärts auftreffenden Fremdschall zusätzlich etwas „abzuschirmen".

Als Mikrofon wurde die in 5 (1958) gezeigte Kristallkapsel mit zugehörigem Vorverstärker verwendet. Der Vorverstärker erhielt zusätzlich ein RC-Glied, das seinen Frequenzgang nach unten auf etwa 600 Hz Grenzfrequenz beschneidet, sowie eine zusätzliche Verstärkerstufe (mit Transistor bestückt, der seine Betriebsspannung aus der Röhrenheizspannung erhält) für den Anschluß eines Kopfhörers. Dies ist erforderlich, weil das Richtmikrofon im Betrieb nicht visuell, sondern nach Gehör ausgerichtet wird.

Da eine Bündelung der tieferen Frequenzen mit den hier gegebenen Abmessungen des Reflektors ohnehin nicht möglich und


Bild 1: Verwendeter Reflektor zur Aufnahme von Tierstimmen

im Hinblick auf die Besonderheiten der Aufnahmesituation auch nicht erwünscht ist, wurde — neben der Beschneidung des Frequenzganges im Vorverstärker — der Versuch unternommen, die Reflektionseigenschaften der Reflektorwandung in geeignetem Maße frequenzabhängig zu machen. Als geeignetstes Material zur Auskleidung der Innenwand erwies sich Wachstuch auf 5 mm Filzunterlage.



B 2: Reflektor im Schnitt (Prinzipskizze). Paraboloid nach $y = \left(\frac{x}{4}\right)^2$; y ≙ Tiefe, x ≙ Radius

Wachstuch hat im Bereich höherer Frequenzen ein relativ sehr gutes Reflektionsvermögen, während sein Absorptionsfaktor unterhalb etwa 1000 Hz relativ schnell ansteigt. Den Frequenzgang des Reflektors mit Mikrofon und Vorverstärker zeigt Bild 3. Er entspricht den im Heft 5 (1958) für die erste Tiergruppe genannten Erfordernissen. Die Frequenzkurve wurde in freiem Gelände aufgenommen, wobei die Meßfrequenz über einen in 40 m Entfernung aufgestellten Lautsprecher abgestrahlt wurde. Um den Einfluß der übrigen Geräte (Frequenzgang des Lautsprechers!) auszuschließen, wurde zunächst unter gleichen Bedingungen eine Frequenzkurve mit der Mikrofonkapsel ohne Reflektor und mit „geradlinigem" Vorverstärker aufgenommen. Hiernach wurde das Mikrofon in den Reflektor eingesetzt und im Vorverstärker die erwähnte Frequenzgangbeschneidung vorgenommen. Aus den hiermit erhaltenen Meßergebnissen wurden die in der ersteren Kurve enthaltenen Abweichungen von der 0-dB-Linie rechnerisch eliminiert, so daß das im Bild 3 dargestellte Ergebnis lediglich den Einfluß von Reflektor und Vorverstärker erfaßt. Wie erkennbar, tritt unterhalb etwa 1 kHz ein starker Abfall der Frequenzkurve ein. Ein an der Reflektoröffnung entstehendes „Windrumpeln" tritt jetzt kaum noch in Erscheinung.

Hinsichtlich der Bündelungsschärfe liegen die praktisch erzielten Ergebnisse erstaunlicherweise noch über den theoretisch erwarteten. Bild 4 zeigt das horizontale Richtdiagramm des Reflektors für drei verschiedene Meßfrequenzen. Die Schallquelle befand sich dabei wieder in ebenem, freien Gelände in 40 m Entfernung vom Reflektor, der im Verlauf der Messung mittels Stativkopf geschwenkt wurde. Für die Frequenz 400 Hz ist eine Richtwirkung kaum noch erkennbar, dagegen aber bei den Frequenzen 2 kHz und 10 kHz. Der Verstärkungsgewinn in Strahlrichtung, bezogen auf seitlich oder von hinten einfallenden Schall, beträgt dabei über 20 dB, der Öffnungswinkel — bezogen auf 3 dB Abfall — liegt oberhalb 1 kHz bei etwa 30° und genügt den praktischen Erfordernissen vollauf. Beachtlich ist auch die Steigerung des Schalldrucks und damit der effektiven Mikrofonempfindlichkeit in der Strahlrichtung, die rund 14 dB beträgt. Im Bild 4 ist vergleichsweise auf der 0°-Achse bei X der Pegelwert für das ohne Reflektor auf die Schallquelle gerichtete Mikrofon angegeben. Beiderseits der 0°-Richtung tritt eine Erhöhung des Schalldruckes durch den Reflektor ein, während bei etwa 40° seitlicher Abweichung noch die annähernd normale Mikrofonempfindlichkeit — entsprechend dem Mikrofon ohne Reflektor — vorhanden ist. Bei noch größeren seitlichen Abweichungen sinkt der Schalldruck allmählich noch etwa 10 dB unter diesen Wert (Abschattung des Mikrofons durch die Reflektorwand!), ohne noch ausgeprägt von der Schalleinfallsrichtung abzuhängen.

Die leichte Unsymmetrie des Diagramms erklärt sich wahrscheinlich durch ungenaue Ausrichtung des Mikrofons im Reflektor oder nicht ganz exakten parabolischen Verlauf der Reflektorinnenwand. Sie ist aber praktisch bedeutungslos, da der Reflektor ohnehin mittels Kopfhörer nach Gehör ausgerichtet wird. Das verwandte Kristallmikrofon hat eine nach hinten abgeflachte Kugelcharakteristik. Da es mit der Rückseite zur Reflektoröffnung angebracht ist, wird die Aufnahme tieferer Frequenzen weiter erschwert, weil sie auf das Mikrofon in jedem Falle nur annähernd von hinten, also in Richtung seiner geringeren Empfindlichkeit auftreffen können. Diese Tatsache unterstützt die Richtwirkung des Reflektors, wie ein überschlägiger Versuch mit einem Mikrofon mit Achtercharakteristik zeigte.

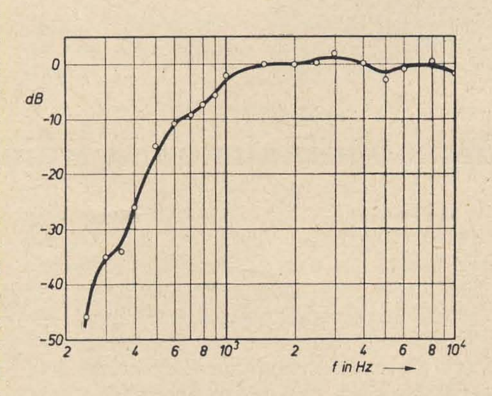


Bild 3: Frequenzgang des Reflektors mit Vorverstärker. Aufgenommen im Freien in 0°-Richtung, Abstand Reflektor—Schallquelle = 40 m

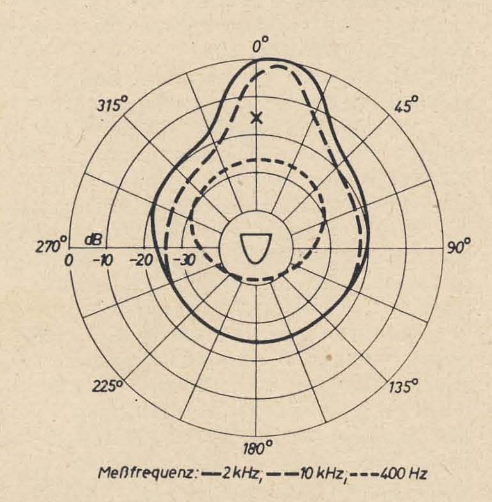


Bild 4: Horizontales Richtdiagramm im freien Gelände aufgenommen. Abstand Reflektor—Schallquelle = 40 m. x = Vergleichspegel des ohne Reflektor direkt auf die Schallquelle gerichteten Mikrofons (Nierencharakteristik) bei 2 kHz

Abschließend seien noch einige Worte über die Herstellung gesagt. Wegen der Paraboloidform und der erforderlichen mechanischen Festigkeit kam eine zusammenlegbare Ausführung nicht in Betracht. Da der Reflektor einen relativ großen Windwiderstand hat, ist eine sehr stabile Halterung und ein standfestes Stativ erforderlich. Zur Herstellung eines Lehmkegels als Grundform für den Reflektor dient eine Sperrholzplatte mit einem Ausschnitt nach Bild 2. Auf den Lehmkegel legt man dunkelgrünes Wachstuch (Tarnfarbe im Gelände!) mit der Schicht zum Kegel und leimt in geringem Abstand mosaikartig 5 mm starke Filzstreifen auf. Dadurch entstehen kleine wabenähnliche Luftkammern, an denen später das Wachstuch straff, aber hohl anliegt (Luftpolster!). Das Ganze wird nun mit einigen Lagen alter Zeitungen überklebt und durch eine Schicht Pappmaché (Brei aus in Wasser aufgeweichten Zeitungsschnitzeln) verstärkt. Danach biegt man über den inzwischen getrockneten Kegel sechs Bandeisen und hält sie durch drei um den Umfang gelegte Bänder (Faßbeschläge) zusammen. Dann wird weiteres Pappmaché aufgetragen, bis die Reflektorwandung etwa 15 mm dick ist, und leimt hierauf wieder einige Lagen Zeitungspapier. Nachdem alles gründlich getrocknet ist, wird der nun fertige Reflektor von seiner Lehmform abgehoben und mit dunkelgraugrüner Farbe (Tarnfarbe) gestrichen. Das mittlere um seinen Umfang laufende Bandeisen erhält zwei Schraubenbolzen zum Einhängen in eine U-förmige Haltegabel. Die Mikrofonkapsel wird mittels einer um ihren Umfang gelegten Schelle auf einer geeignet gebogenen kleinen Messingschiene so angeordnet, daß sie sich auf der Mittelachse des Reflektors befindet und achsial verschiebbar ist.

Mit dem beschriebenen Reflektor gelang es, den Gesang einer Dorfschwalbe an einem Dachfirst im Dorfe ohne jedes Nebengeräusch aufzunehmen, ebenso bei mäßigem Wind den Gesang einer fliegenden, mit dem Auge kaum erkennbaren Lerche über längere Zeit, wobei der Reflektor mitgeschwenkt wurde. In solchem Falle ist allerdings darauf zu achten, daß vom Stativ kein Körperschall direkt auf das — zweckmäßig in Schwammgummiring gelagerte — Mikrofon gelangt.

In Verbindung mit der Filmkamera ermöglicht der Reflektor szenische Lösungen im Tierfilm, die auf anderem Wege technisch nicht möglich sind.

F. WO FGANG DABRUCK

Bauanleitung für ein einfaches Transistorvoltmeter

Eines der am häufigsten gebrauchten Meßgeräte ist das Röhrenvoltmeter. Es verbindet den Vorteil der hohen Empfindlichkeit mit dem der meist äußerst geringen Belastung des Meßobjektes. Das Röhrenvoltmeter ist in der Regel als Gleichspannungsverstärker geschaltet.

Da die normale Transistorverstärkerschaltung auf Spannungsverstärkung beruht, lag es nahe, ein Voltmeter mit den Eigenschaften eines Röhrenvoltmeters, mit Transistoren zu bestücken. Für ein solches „Transistorvoltmeter" spricht in erster Linie die Unabhängigkeit vom Netz, durch die Verwendung einer Trockenbatterie. Die kleinen Bauteile ermöglichen den Aufbau eines Gerätes mit geringen Abmessungen. Dadurch wird es besonders wertvoll als transportables Servicemeßgerät.

Das Schaltbild des Gerätes (Bild 1) zeigt einen einstufigen Gegentaktverstärker mit zwei gleichen Transistoren vom Typ OC 810. Sie arbeiten in Kollektorschaltung, bei der der Kollektorstrom proportional dem eingespeisten Strom an der

Bild 1: Schaltbild des Transistorvoltmeters

Basis ist. Die zu messende Spannung wird über einen, dem jeweiligen Meßbereich angepaßten Vorwiderstand, der Basis zugeführt. Die Basis ist mit dem Potentiometer P_1 auf das, für die Anordnung nötige Gleichgewicht eingestellt. Die Korrektur des Nullpunktes erfolgt mit dem Potentiometer P_2. Um das Voltmeter auch für Wechselspannungsmessungen auszunutzen, ist jedem der beiden Transistoren eine Germaniumdiode zugeordnet. An den Kollektoren der Transistoren befinden sich neben dem Potentiometer P_2 die Anschlüsse für das Meßinstrument. Es handelt sich beim Mustergerät um ein Mikroamperemeter mit 50-μA-Vollausschlag. Es ist jedoch nicht in jedem Fall nötig, ein so empfindliches Instrument zu benutzen.

Für die meisten Fälle genügt es durchaus, wenn das Meßinstrument einen Vollausschlag bei 500 μA hat. Der untere Meßbereich wird dadurch zwar etwas eingeengt, reicht aber für die praktisch vorkommenden Messungen noch immer aus. Mit einem Instrument von 500 μA läßt sich ein unterer Meßbereich von etwa 3 V erreichen.

Der Transistorverstärker (Bild 2) wird zusammen mit den Potentiometern P_1 und P_2 und den erforderlichen Widerständen auf eine Pertinaxplatte aufgebaut. Von hier aus gehen je zwei Leitungen zum Meßinstrument, zur Batterie und zum Schalter S_2. Wie aus den Bildern hervorgeht, wird diese Baustufe später so in das Gerät eingebaut, daß die beiden Transistoren und das Potentiometer P_1, das nur einmalig richtig eingestellt wird, unter dem Meßinstrument liegen, während das Potentiometer P_2, das auf dem gleichen Pertinaxstreifen angebracht ist, unter dem Meßinstrument durch die Frontplatte reicht.

Eine weitere Baustufe (Bild 3) besteht aus dem Meßbereichsschalter S_1 und den jeweiligen Vorschaltwiderständen. Um unnötiges Suchen nach geeigneten Festwiderständen für die einzelnen Meßbereiche zu ersparen, werden hierfür Potentiometer verwendet, die beim späteren Eichen des Gerätes eingestellt werden. Sie sind so um den Meßbereichsschalter angeordnet, daß ihre Achsstummel in entgegengesetzter Richtung zur Achse des Schalters S_1 liegen.

In das Gehäuse fest eingebaut sind nur die Buchsen für die zu messenden Spannungen und der Schalter S_2, der zum Einschalten des Gerätes dient sowie das Meßinstrument. Im Bild 4 sind an der Frontplatte drei Buchsen zu erkennen. Der Grund dafür ist die Verwendung der gleichen Skala für Gleich- und Wechselspannung. Da die Empfindlichkeit der Meßeinrichtung bei beiden Spannungen unterschiedlich ist, müssen die Einstellpotentiometer für Gleich- und Wechselspannung getrennt ausgeführt werden.

Derjenige, der das Gerät kleiner aufbauen möchte, kann natürlich nur die Einstellpotentiometer für die Gleichspannungen vorsehen und dann unter der Gleichspannungsskala eine weitere für die Wechselspannungsbereiche anbringen. Er wird sich jedoch damit abfinden müssen, daß der Endpunkt der Skala nicht in jedem Fall mit einem geraden Wechselspannungswert zusammenfällt.

Die Eichung des fertigen Transistorvoltmeters nimmt man mit bekannten Spannungen vor. Dazu stellt man das Potentiometer P_1 auf den Punkt ein, an dem zwischen den Eingangsbuchsen mit einem empfindlichen Meßinstrument keine Spannung mehr feststellbar ist. Dann gibt man die bekannte Spannung an die Eingangsbuchsen, schaltet den entsprechenden Be-

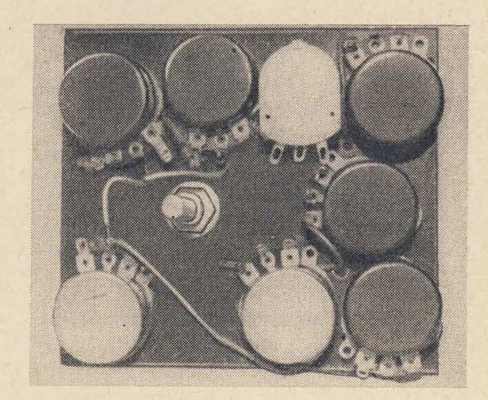


Bild 3: Der Meßbereichsschalter S_1 mit den dazugehörigen Potentiometern

Bild 2: Gesamtansicht des Innenaufbaus, links befindet sich der Transistorverstärker

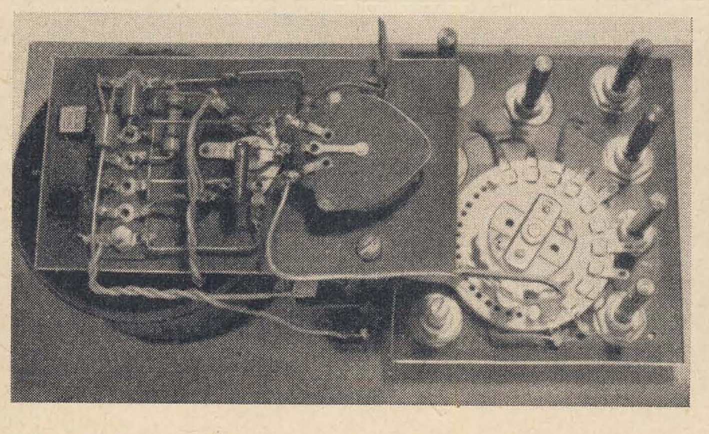
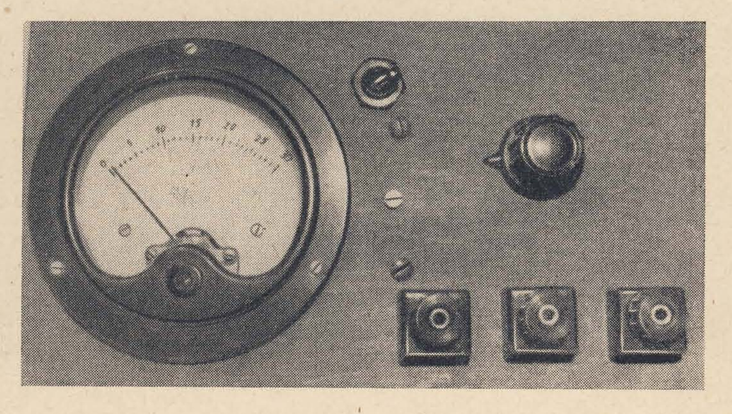


Bild 4: Frontplatte



reich ein und regelt das dazu gehörende Potentiometer so ein, daß der Zeiger den der Eichspannung entsprechenden Punkt erreicht. Sodann wird die Achse des Einstellpotentiometers mit etwas Lack festgelegt, damit die Eichung bestehen bleibt. In gleicher Weise verfährt man auch bei den anderen Meßbereichen.

Als Gehäuse für das Transistorvoltmeter kann Sperrholz oder Pertinax verwendet werden. Für die Eingangsbuchsen nimmt man zweckmäßig die sogenannten Meßbuchsen; denn sie gestatten die Durchführung der Buchsen ohne daß das Holz des Gehäuses von ihnen berührt wird. Unter den Drehknopf des Meßbereichsschalters S_1 legt man eine Skala, auf der die Gleich- und Wechselspannungsbereiche mit verschiedenen Farben aufgezeichnet sind.

Steht zum Einstellen des Nullpunktes kein geeignetes Meßinstrument zur Verfügung, so ist zu empfehlen, anstelle des 500-kΩ-Potentiometers P_1 zwei Widerstände von je 250 kΩ und ein Potentiometer von etwa 50 kΩ zu verwenden. Die Einstellung des Reglers P_1 ist etwas kritisch, da von dessen genauer Mittenstellung außer der höchstmöglichen Empfindlichkeit des Gerätes auch die Nullpunktstabilität abhängt. Ein Schaltbild hierfür zeigt Bild 5. Die Nullpunktkorrektur des Meßinstrumentes erfolgt nur mit Hilfe des Potentiometers P_2. Sollte sich im Betrieb des Gerätes herausstellen, daß das Instrument nach einer Messung nicht wieder auf den Nullpunkt zurückkehrt, so ist dies ein Zeichen dafür, daß das Potentiometer P_1 nicht richtig eingestellt ist.

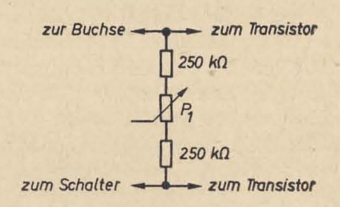


Bild 5: Nullpunkteinstellung

Die Spannung für das Gerät wird einer sogenannten Normalbatterie entnommen. Da der Stromverbrauch äußerst gering ist, ist es zweckmäßig, diese fest in das Gerät einzulöten. Bei Verwendung eines empfindlichen Meßinstrumentes z. B. 50 μA ist es unter Umständen notwendig, dem Potentiometer für den oberen Meßbereich einen Schichtwiderstand von etwa 5 bis 10 MΩ vorzuschalten.

Stückliste der verwendeten Bauteile

P_1	Potentiometer 500 kΩ
P_2	Potentiometer 50 kΩ
P_3, P_{12}	Potentiometer 10 MΩ (evtl. in Reihe mit 10-MΩ-Schichtwiderstand)
P_4, P_{11}	Potentiometer 10 MΩ
P_5, P_{10}	Potentiometer 5 MΩ
P_6, P_9	Potentiometer 1 MΩ
P_7, P_8	Potentiometer 500 kΩ
R_1	Schichtwiderstand 1 kΩ
R_2	Schichtwiderstand 100 Ω
R_3	Schichtwiderstand 1 kΩ
2	Transistoren OC 810
D_1, D_2	Germaniumdioden OA 685 (oder ähnlich)
3	Meßbuchsen
1	Stufenschalter 1 × 11
1	Kippschalter 1 polig
1	Meßinstrument 50 μA oder ähnlich (siehe Text)
1	Normalbatterie 4,5 V (Flachbatterie)

TRANSISTOREN IN TV-EMPFÄNGERN

In der englischen Zeitschrift „Journal of the Television Society" 11 (1958) S. 444 bis 468 wurde die Schaltung und der mechanische Aufbau eines vollständig mit Transistoren bestückten TV-Empfängers beschrieben. Wenn es sich bei dem beschriebenen Empfänger auch nur um ein Labormuster handelt, zeigt sich doch sehr deutlich, was sich bereits mit Transistoren praktisch erreichen läßt und in welcher Richtung die Transistoren verbessert werden müssen, um die im TV-Empfänger gestellten Anforderungen erfüllen zu können. Weiterhin ist zu sehen, daß die stärkere Einführung der Transistortechnik immer wieder die Suche nach neuen, speziellen „Transistorschaltungen" erfordert, um dieses neue Bauelement voll ausnutzen zu können.

Bei der Verwendung von Transistoren ergeben sich drei Hauptprobleme:

1. HF- und ZF-Verstärkung,
2. Videoverstärkung mit genügender Ausgangsamplitude zur Aussteuerung der Bildröhre,
3. Ablenkschaltungen.

In den HF- und ZF-Stufen des Empfängers werden experimentell hergestellte Legierungs-Diffusionstransistoren (Alloy diffusion transistor) verwendet, die eine Grenzfrequenz von 200 MHz besitzen. Die Stromverstärkung bei niedrigen Frequenzen beträgt in Emitterschaltung 250. Die erforderlichen Grenzfrequenzen werden für die HF-Stufen mit 120 bis 250 MHz (für Kanal I), für die ZF-Verstärkung mit 100 MHz (ZF 16 bis 19,5 MHz) und für die Videostufen mit 30 MHz angegeben. Mit den vorhandenen Transistoren ließ sich im Mittel eine Verstärkung von 16 dB auf Kanal I erzielen, für Kanal XIII dagegen nur noch 2 dB. Der TV-Empfänger wurde daher nur für Kanal I (43 MHz) ausgelegt. Um den Empfang des zweiten Londoner Programms auf Kanal IX (192 MHz) zu ermöglichen, ist vor den Empfänger ein Umsetzer geschaltet. Dieser enthält ein Bandfilter für 192 MHz um Kanal I wirksam zu unterdrücken, einen Transistoroszillator auf 149 MHz und einen Diodenmischer. Die Kanal-I-Unterdrückung bei Empfang auf Kanal IX ist 62 dB.

Die HF-Vorverstärkung erfolgt einstufig in einer neutralisierten Emitterstufe (Bild 1). Die übliche Stabilisierung mit Basisspannungsteiler und Emittervorwiderstand wird als Kontrastregelung mitbenutzt, indem der Widerstand von der Basis nach Masse regelbar ist. Es ergibt sich ein Verstärkungsregelbereich von 40 dB. Um die infolge der Regelung entstehenden Änderungen des Ausgangsscheinwiderstandes des Transistors nicht voll auf den Ausgangsschwingkreis einwirken zu lassen, ist dieser bedämpft. Die Verstärkung beträgt trotzdem noch 17 dB bei einem Rauschfaktor von 4,5 dB. Es wird erwähnt, daß nach einer weiteren Heraufsetzung der Grenzfrequenz der Transistoren um nur eine Oktave, auch der übliche Wähler für alle Kanäle mit Transistoren zu verwirklichen ist. Zu untersuchen sind noch Probleme der Kreuzmodulation und der automatischen Verstärkungsregelung.

Der für den Einkanalempfang fest auf 25,5 MHz abgestimmte Oszillator ist ähnlich wie im Frequenzumsetzer aufgebaut und wird in Basisschaltung betrieben. Die erforderliche Frequenzstabilität wird dadurch erreicht, daß die äußeren Kapazitäten groß gegen die unter Umständen

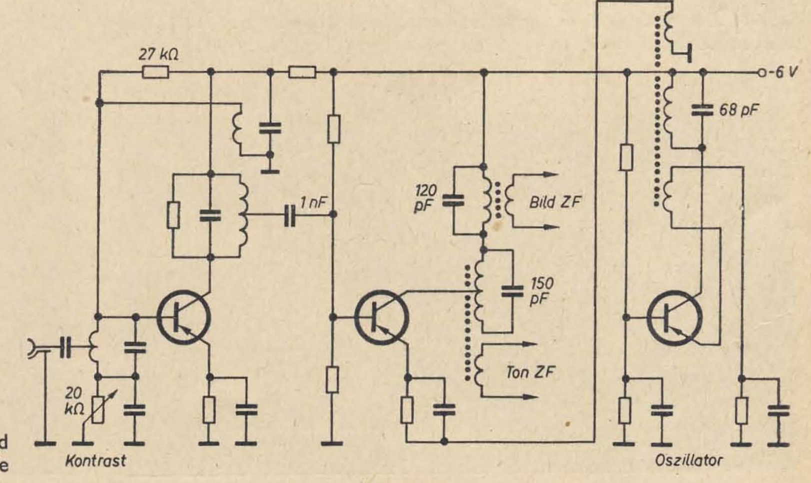


Bild 1: HF-Misch- und Oszillatorstufe

veränderlichen Kapazitäten des Transistors gemacht werden, was bei den sehr geringen Kapazitäten des Legierungs-Diffusionstransistors selbst bei diesen hohen Frequenzen nicht schwer ist. Der Temperaturgang beträgt weniger als 20 kHz für eine Temperaturveränderung von 18° C auf 50° C, die Abhängigkeit von der Speisespannung weniger als ± 30 kHz für ±1,5 V Spannungsänderung.

Dem Transistor in der Mischstufe wird die Hochfrequenz an der Basis, die Oszillatorfrequenz am Emitter zugeführt. Im Kollektorkreis liegen zwei abgestimmte HF-Transformatoren in Reihe, an die der Bild- und der Ton-ZF-Verstärker angeschlossen sind (Parallelton). Der Ton-ZF-Verstärker ist nur zweistufig und erreicht eine Verstärkung von 54 dB bei einer Bandbreite von 300 kHz. Die Bandbreite ist wegen der sehr großen Kreiskapazität so groß — sie könnte wesentlich kleiner sein, weil in England der Ton amplitudenmoduliert übertragen wird. Die großen Kapazitäten halten jedoch den Einfluß der Kollektorkapazität klein. Beim Bild-ZF-Verstärker ist diese Technik wegen der vorgegebenen Durchlaßkurve nicht anwendbar. Der Einfluß der Änderung der Sperrschichtkapazität, besonders in Abhängigkeit von der Betriebsspannung, wird durch Gegenkopplungsmaßnahmen klein gehalten. Auch bei der Bemessung der Neutralisation muß eine Änderung der inneren Kapazitäten (Eingang und Ausgang) einkalkuliert werden, damit ein Betrieb bei wechselnden Bedingungen (Temperatur, Betriebsspannung) ohne Änderung der Durchlaßkurve oder gar Selbsterregung möglich ist. Um die notwendige Stabilität zu erreichen, muß auf hohe Stufenverstärkung verzichtet werden, weshalb der Verstärker fünf Stufen hat. Damit wird eine Gesamtverstärkung von 72 dB und eine Videoausgangsspannung von 1,5 V hinter der Diode erreicht. Der Verfasser ist der Ansicht, daß bei weiterer Einengung der Toleranzen der Transistoren in den nächsten Jahren durchaus praktische ZF-Verstärker mit Transistoren technisch möglich sind.

Die NF-Schaltung entspricht einem üblichen Kofferradio mit Gegentaktendstufe ohne Besonderheiten.

Das größte Problem bei der Einführung von Transistoren in TV-Empfängern ist, die für die Aussteuerung der Bildröhre notwendige Videospannung von etwa 80 V_{ss} zu erzeugen. Es wird erörtert, dieses Problem durch eine sehr steile Bildröhre mit nur etwa 8 V_{ss} Spannungsbedarf zu umgehen. Diese 8 V_{ss} könnten gerade von einem Transistor mit 12 V Betriebsspannung geliefert werden. Eine solche Röhre würde aber fertigungsmäßig große Schwierigkeiten machen und ist daher für die nächste Zeit nicht zu erwarten. Es wäre eventuell möglich, den Spannungsbedarf auf 25 bis 30 V_{ss} herabzusetzen. Der beschriebene Empfänger sollte jedoch mit 12 V gespeist werden. Die Möglichkeit, einen Videotransformator zu verwenden, wird erörtert. Aus den Anforderungen ergibt sich, daß es fast unmöglich ist, einen Transformator für den Frequenzbereich 100 Hz bis 2,5 MHz (englische Norm) bei einem Übersetzungsverhältnis von mindestens 1 : 8 herzustellen. Man könnte weiterhin daran denken, einen Transistor mit hoher Kollektorspannung zu verwenden. Leider sind die Forderungen nach hoher Frequenzgrenze (erfordert geringe Basisdicke, niederohmiges Material) und hoher Spannungsfestigkeit (große Basisdicke, hochohmiges Material) gegenläufig, so daß es noch lange Zeit dauern wird, bis Hochfrequenztransistoren für Spannungen von etwa 100 V zur Verfügung stehen.

Als Ausweg bietet sich eine bisher nicht publizierte Schaltung von L. E. Jansson an, der sogenannte „Bohnenranken"-Verstärker (Beanstalk-Amplifier). Er besteht aus einer gleichstrommäßigen Hintereinanderschaltung (Bild 2) von mehreren Transistoren, der Kollektor des unteren Transistors ist jeweils mit dem Emitter des oberen folgenden Transistors direkt verbunden. Die größte Verstärkung liefert der unterste Transistor, etwa 10-fach. Man muß nun die folgenden Transistoren als hintereinandergeschaltete Basisstufen auffassen, die Basis hat aber auch kein festes Potential, sondern wird vom Kollektor sowohl mit Gleich- als auch Wechselstrom versorgt. Durch diese Rückkopplung wird der sonst sehr niedrige Eingangswiderstand wesentlich erhöht, und man erhält auf diese Weise eine brauchbare Spannungsverstärkung, die wesentlich vom folgenden Lastwiderstand abhängt. Da außer dem Grundpotential und der Betriebsspannung kein weiteres festes Potential vorhanden ist, ergibt sich für die oberen Stufen immer stärkere Gegenkopplung; der zweite Transistor liefert nur noch eine Spannungsverstärkung von 2, der dritte von 1,5, der vierte von 1,33 und der fünfte von 1,25, was für die Gesamtschaltung die für Videofrequenzen beachtliche Verstärkung von 50 ergibt. Die geringe Verstärkung der oberen Stufen hat den Vorteil, daß die HF-Eigenschaften dieser Transistoren nicht so stark eingehen. Der Verstärker ist in der Lage, eine Spannung von 50 V_{ss} bei 70 V Betriebsspannung abzugeben. Der Schwarzwert wird am Wehnelt-Zylinder der Bildröhre mittels einer Diode wiedergewonnen.

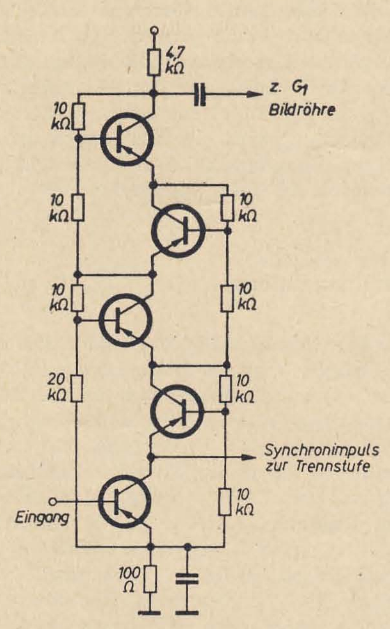


Bild 2: Beanstalk-Amplifier

Die Impulstrennstufe ist der Teil des Empfängers, in welchem die Verwendung von Transistoren am einfachsten ist. Die Eigenschaften der Transistoren kommen der Verwendung als Impuls-Clipper sehr entgegen. Die Schaltung (Bild 3) hat starke Ähnlichkeit mit den bekannten Röhrenschaltungen.

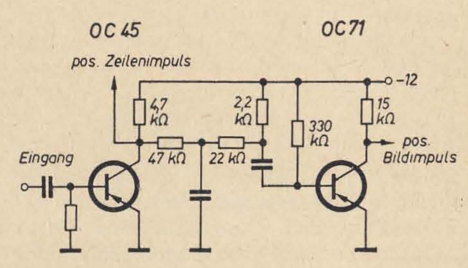


Bild 3: Impulstrennstufe

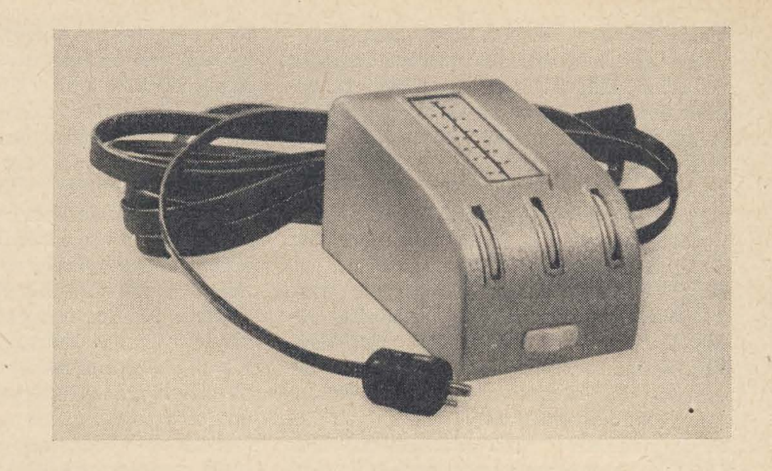
Durch eine besondere Ausführung des Ablenksystems konnte der Leistungsbedarf für die Strahlablenkung auf $^1/_{40}$ des in herkömmlichen Anordnungen üblichen gesenkt werden. Dies wird durch ein festes magnetisches Feld erreicht, welches sich zwischen Ablenkanordnung und Schirm befindet und so wirkt, daß der Ablenkwinkel, hervorgerufen durch die Ablenkspulen, vergrößert wird. Das variable Ablenkfeld kann dann selbstverständlich kleiner sein als in der üblichen Anordnung. Es handelt sich bei dem beschriebenen seit 1938 patentierten Verfahren um eine magnetische Vergrößerungslinse. Infolge der Fehler dieser magnetischen Linse, sind zur Erzielung eines rechteckigen Rasters eine Anzahl Korrekturmagnete notwendig. Die in der Arbeit wiedergegebenen Testbilder haben eine befriedigende Geometrie. Infolge der Ablenkung in der Elektronen-Optik ist allerdings eine Konstanz der Anodenspannung (18 kV) von mindestens ± 50 V notwendig, weil geringe Fokussierungsfehler ebenfalls vergrößert werden.

Die Ablenkgeneratoren für Zeile und Bild weisen keine wesentlichen Besonderheiten auf. Im Gegensatz zu den HF- und Videostufen werden hier bereits serienmäßige Transistoren verwendet (OC 45, OC 71, OC 72, OC 77).

Die notwendigen hohen Spannungen, 70 V für die Gitterspannung, (gleichzeitig Betriebsspannung für den „Beanstalk"-Amplifier) und 18 kV für die Anode der Bildröhre werden durch einen separaten Rechteckgenerator erzeugt, der gegen auftretende Schwankungen der Speisespannung stabilisiert ist. Die Leistungsaufnahme des gesamten Gerätes beträgt nur 12 W!

Die Arbeit ist nicht zuletzt deswegen so aufschlußreich, weil alle Gesichtspunkte eingehend erörtert und durch 33 Abbildungen illustriert sind; das Schaltbild ist praktisch vollständig angegeben. Es soll nicht unerwähnt bleiben, daß die englische Norm (405 Zeilensystem) die Verwendung von Transistoren eher zuläßt als die europäische, jedoch ist dies nur eine Frage der Zeit. *A. Tolk*

Ing. INGOLF WITTIG



Fernbedienungsteil FS 02 A

Dieses Fernbedienteil ist als Zusatzgerät für den Fernsehempfänger „Alex" entwickelt worden. Auch für das Gerät „Weißensee" läßt es sich nach Einbau des erforderlichen Anschlusses verwenden. Es bietet Regelmöglichkeiten für Lautstärke und Helligkeit. Durch Betätigen des Umschalters an der Stirnseite des Fernbedienteiles werden alle für den Tonempfang überflüssigen Röhren des Fernsehempfängers außer Betrieb gesetzt und dafür die Anodenspannung des UKW-Teiles eingeschaltet. Mit letzterem ist es möglich, alle im Band II arbeitenden UKW-Rundfunksender, die mit der erforderlichen Feldstärke einfallen, zu empfangen.

Technische Daten

Stromversorgung: über Fernsehgerät

Röhrenbestückung:
1 × PCC 85, 1 × EF 80

Skalenlampe: 6,3 V, 0,3 A

Wellenbereich: 87···100 MHz

Zahl der Kreise:
bei UKW einschl. Fernsehgerät 9

Empfindlichkeit:
5 μV, Rauschabstand 26 dB, 12 kHz Hub

Antenneneingang: 240 Ω symmetrisch

Maße: 190 × 104 × 94 mm

Gewicht: etwa 1,4 kg

Mechanische Ausführung

Ausgangspunkt für die gesamte Konstruktion war der UKW-Tuner, ein Standardtyp der Entwicklungsstelle Sonneberg, der schon in den Geräten „Berolina", „Erfurt", „Potsdam" und „Meiningen" verwendet wurde. Auf einem kleinen Zusatzchassis sind die Bauelemente des ZF-Verstärkers und die Regelorgane untergebracht. Einige einfache Blechstreben dienen zur Halterung des Skalenantriebes. Um möglichst kleine äußere Abmessungen und eine harmonische Form zu erhalten, mußte die erste ZF-Röhre im Winkel von 30° angeordnet werden. Ein pontonförmiges Preßstoffgehäuse mit einer großen UKW-Skala nimmt das Chassis auf. Die Bedienungselemente erscheinen an der Stirnseite des Gerätes als Rändelscheiben. Als Verbindungsleitung wird ein 5 m langes sechsadriges Flachbandkabel mit einer abgeschirmten HF-Ader verwendet.

Schaltungsaufbau

Das Eingangssignal gelangt über den auf Bandmitte abgestimmten breitbandigen Antennentransformator an die in Zwischenbasisschaltung betriebene Eingangstriode. Über eine Dezidrossel fließt die verstärkte HF an die Mitte der Oszillatorbrücke. Der Arbeitswiderstand wird aus dem Resonanzkreis C_6, L_3, der mit der Oszillatorspule L_4 zu einem Variometer vereinigt ist, gebildet. Eine Oszillatorbrücke, bestehend aus C_8, C_9 und C_{14}, C_{16} verhindert das Abfließen der Oszillatorfrequenz zur Eingangsröhre. Das ZF-Bandfilter im Anodenkreis der Oszillator- und Mischröhre wird durch eine an C_{16} abgenommene und über C_{14} dem Gitter wieder zugeführte Rückkopplungsspannung entdämpft. Durch L_9 wird die in $Rö_2$ nochmals verstärkte ZF auf das Verbindungskabel gegeben. Eine an den ersten Ton-ZF-Kreis des Fernsehempfängers gekoppelte Spule speist das aus dem Fernbedienungsteil kommende Signal in den Ton-ZF-Verstärker ein.

Der Helligkeitsregler der Fernbedienung ist dem im Empfänger eingebauten Regler parallel geschaltet. Die Regelung der Lautstärke beim Fernseh- und Rundfunkempfang erfolgt durch Veränderung der Schirmgitterspannung der Ton-ZF-Verstärkerröhre im Fernsehempfänger.

Ein Schalter schaltet beim Rundfunkempfang die Anodenspannung für HF-, Bild-ZF- und Kippteile ab.

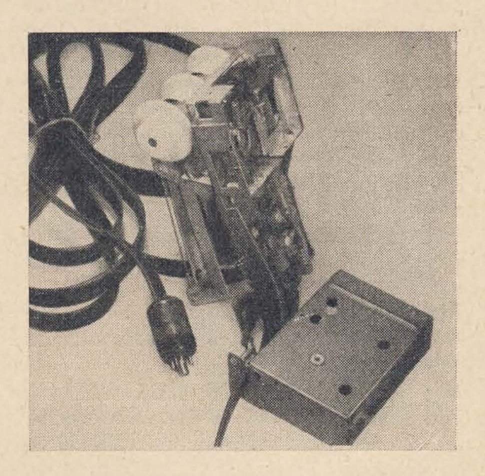
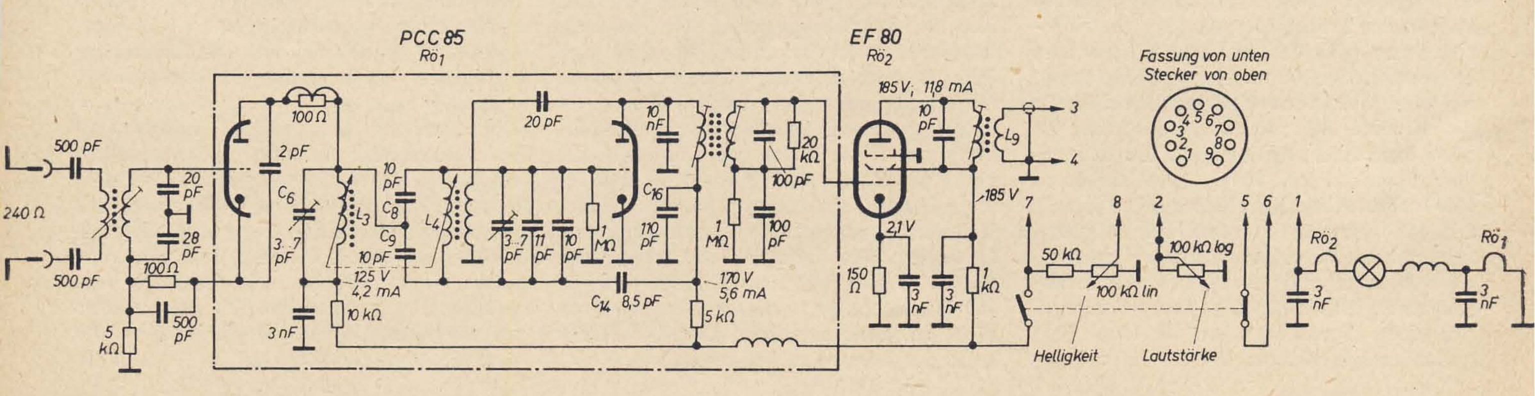
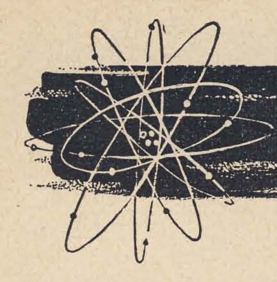


Bild 1: Ansicht des Fernbedienungsteils nach Abnahme des Gehäuses

Bild 2: Schaltbild des Fernbedienungsteils





Die elementare Struktur der Materie

R. HAVEMANN · R. STANGE (3)

Dr. R. STANGE

Zum Entropie-Begriff

Am Schluß des vorigen Artikels war darauf hingewiesen worden, daß, genau wie Temperatur, Druck und Teilchendichte, auch die Entropie zu denjenigen Größen gehört, die nur in Systemen mit sehr vielen Teilchen oder, wie man auch sagt, in einer statistischen Gesamtheit definiert werden können, und von denen in bezug auf ein einzelnes Atom oder Molekül nicht gesprochen werden kann. Die Entropie spielt heute in vielen Diskussionen über philosophische Fragen der modernen Physik eine bedeutende Rolle, so daß es nützlich erscheint, auch im Rahmen dieser Artikelreihe näher auf sie einzugehen. Andererseits gehört sie zu den Begriffen, die einer anschaulichen Erfassung großen Widerstand entgegensetzen. Deshalb soll, bevor die auf Rolle der Entropie innerhalb der statistischen Thermodynamik eingegangen wird, zunächst ihre Bedeutung für die makroskopische Physik dargelegt werden.

Hier ist die Entropie ein Kriterium für die Richtung natürlich ablaufender Prozesse, soweit sie nicht der reinen Mechanik zugehören. Vorgänge der reinen Mechanik sind in diesem Zusammenhang solche, bei denen Reibungs- und Bremseffekte keine Rolle spielen. Ein schwingendes Pendel gehört z. B. nicht der reinen Mechanik an, da seine Amplitude durch Luftreibung früher oder später zu Null vermindert wird. Würde das Pendel im Vakuum schwingen, so wäre die Dämpfung zwar viel geringer, aber immer noch in der Aufhängevorrichtung vorhanden. Der Mond bei seiner Bewegung um die Erde stellt in guter Annäherung ein System der reinen Mechanik dar, aber eben auch nur in Annäherung, da durch die Materie im interstellaren Raum eine, wenn auch geringe, Bremswirkung hervorgerufen wird. Bei den Bahnen der beiden ersten Sputniks war diese Bremswirkung so groß, daß sie sich schon nach relativ kurzer Zeit in einer Bahnbeeinflussung bemerkbar machte. Ein fundamentales Grundgesetz der Physik, nämlich der zweite Hauptsatz der Thermodynamik, besagt nun unter Verwendung des Entropiebegriffes, in welcher Richtung alle natürlichen Prozesse ablaufen. In welcher Richtung solche Prozesse in Einzelfällen ablaufen, ist wohl bekannt. Sind irgendwo Konzentrationsdifferenzen vorhanden, so sorgt die Diffusion für ihren Ausgleich; für den Ausgleich von Temperaturdifferenzen sorgen Wärmeleitung und Strahlung. Es können aber auch kompliziertere Fälle eintreten. Der Ausgleich einer Temperaturdifferenz kann gleichzeitig das Entstehen eines Konzentrationsgefälles bewirken (Thermodiffusion) oder umgekehrt (Diffusionsthermoeffekt). Allen diesen Vorgängen ist gemeinsam, daß sie, solange sie in abgeschlossenen Systemen ablaufen, mit einer Zunahme der Entropie verknüpft sind. „Abgeschlossen" bedeutet dabei, daß kein Energieaustausch (und damit erst recht kein Stoffaustausch) mit der Umgebung stattfinden kann. Genau genommen ist das etwas zuviel gefordert, es genügt schon, wenn kein Energieaustausch in Wärmeform stattfindet, wenn die Vorgänge also adiabatisch ablaufen; Energieaustausch in Arbeitsform berührt die Aussage über die Entropiezunahme nicht.

Der zweite Hauptsatz (im engeren Sinne) besagt also, daß bei allen adiabatisch ablaufenden Vorgängen die Entropie zunimmt. Sie nimmt solange zu, bis das System einen Gleichgewichtszustand erreicht hat. Dann hat die Entropie ein Maximum.

Adiabatische Vorgänge kommen nun verhältnismäßig selten vor. (Mit gewisser Annäherung können schnell verlaufende Verbrennungsreaktionen, deren Reaktionsgeschwindigkeit wesentlich größer ist als die Geschwindigkeit, mit der die entstehende Wärme abgeleitet wird, für kurze Zeit als adiabatisch angesehen werden.)

Bei beliebigen Vorgängen setzt sich die Änderung der Entropie S aus zwei Anteilen zusammen. Zu der Entropieerzeugung ΔS_i infolge der im System ablaufenden natürlichen Vorgänge tritt ein Entropiestrom ΔS_a über die Grenzen des Systems hinweg, der mit dem Wärmestrom ΔQ zusammenhängt, es ist

$$\Delta S_a = \frac{\Delta Q}{T} \qquad (1)$$

Die gesamte Entropieänderung ΔS ist dann

$$\Delta S = \frac{\Delta Q}{T} + \Delta S_i \qquad (2)$$

wobei noch als wesentliche Zusatzbedingung gilt

$$\Delta S_i \geqq 0. \qquad (3)$$

Dabei ist T die absolute Temperatur.

(2) und (3) zusammen sind die allgemeinste Formulierung des zweiten Hauptsatzes, sofern nur Energieaustausch, kein Stoffaustausch mit der Umgebung in Betracht gezogen wird. Ist das der Fall, so treten in (1) [und damit auch in (2)] neben $\frac{\Delta Q}{T}$ noch weitere Summanden zum Entropiestrom. (3) bleibt davon unberührt. Das Gleichheitszeichen in (3) gilt für sogenannte „reversible" Vorgänge. Das sind Vorgänge, die entweder unendlich langsam ablaufen, oder Vorgänge der reinen Mechanik, wie sie oben charakterisiert wurden. In beiden Fällen handelt es sich um idealisierte Prozesse, alle natürlichen Prozesse laufen „irreversibel" ab.

In der Literatur findet sich gelegentlich die Behauptung, der zweite Hauptsatz, oder der „Entropiesatz" wie er auch genannt wird, gelte nur für abgeschlossene Systeme. Das ist nicht richtig, wie (2) zeigt; nur braucht bei nichtdiabatischen Prozessen die Entropie nicht mehr zuzunehmen, sie kann bei exothermen Vorgängen (bei denen Wärme nach außen abgegeben wird, ΔQ also negativ ist) auch abnehmen, wenn nämlich der Entropiestrom nach außen $\frac{\Delta Q}{T}$ dem Betrage nach größer ist als die Entropieerzeugung infolge irreversibler Prozesse im Innern des Systems. Man kann das auch so aussprechen: Immer wenn ein irreversibler Prozeß abläuft, nimmt irgendwo die Entropie zu, nur braucht das nicht gerade an der Stelle zu sein, an der der irreversible Vorgang stattfindet.

Bisher kennen wir noch keine Möglichkeit, die Entropieänderung, die bei einem konkreten Vorgang auftritt, wirklich zu berechnen. Eine solche Möglichkeit wird aber durch (2) nahegelegt. Dazu muß eine weitere Eigenschaft der Entropie genannt werden. Sie ist eine Zustandsfunktion. Das heißt, die Entropieänderung ΔS hängt nur vom Anfangs- und vom Endzustand ab, nicht aber von dem Weg, auf dem diese Zustandsänderung vor sich geht, insbesondere nicht davon, ob sie reversibel oder irreversibel abläuft. Für reversible Vorgänge folgt aber aus (2) und (3)

$$\Delta S = \frac{\Delta Q_{rev}}{T} \qquad (4)$$

Wenn wir also die Entropieänderung berechnen wollen, die mit einem beliebig ablaufenden Vorgang verknüpft ist, so brauchen wir nur zwischen demselben Anfangs- und Endzustand einen reversiblen (natürlich idealisierten, nur näherungsweise zu verwirklichenden) Vorgang in Gedanken ablaufen zu lassen und die dabei auftretende Wärme ΔQ_{rev} durch die absolute Temperatur zu dividieren.

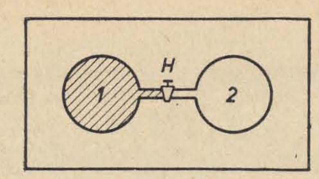


Bild 1: Irreversible Expansion eines Gases

Das sei an einem Beispiel erläutert.
Wir betrachten die Expansion von 1 Mol eines (idealen) Gases ins Vakuum, so daß sich sein Volumen verdoppelt (Bild 1). Der Vorgang soll adiabatisch und ohne Arbeitsleistung ablaufen. (1 Mol sind M Gramm eines Stoffes vom Molekulargewicht M, also z. B. 2 g H_2 oder 32 g O_2). Unter den genannten Voraussetzungen bleibt die Temperatur des Gases ungeändert. Die Expansion verläuft vollkommen irreversibel; wenn der Hahn H geöffnet wird, verteilt sich das Gas, das vorher nur den Raum 1 erfüllte, über beide Gefäße gleichmäßig. Niemals wird es sich aber von selbst wieder auf den Raum 1 zurückziehen. Da $\Delta Q = 0$ ist, nimmt die Entropie des Gases zu. Zur Berechnung von ΔS brauchen wir die bei einem reversiblen (und dann natürlich nicht mehr adiabatischen) Verlauf auftretende Wärme ΔQ_{rev}. Die reversible Expansion mag nach Bild 2 ablaufen. Das Gas expandiert ganz allmählich durch Hebung des Kolbens K, also jetzt unter

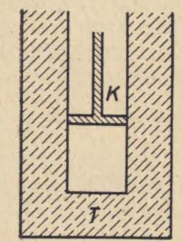


Bild 2: Reversible Expansion eines Gases

Arbeitsleistung, auf das doppelte Volumen. Der Zylinder mit dem Gas befindet sich in einem Wärmebad der Temperatur T, das durch dauernde Wärmezufuhr die sonst wegen der Expansion des Gases absinkende Temperatur aufrechterhält. Insgesamt muß die Wärme RT ln 2 zugeführt werden. (R ist die schon im vorigen Artikel erwähnte Gaskonstante.) Die Entropie nimmt dann nach (4) um

$$\Delta S = R \ln 2 \qquad (5)$$

zu. (Bei Volumenänderung von V_1 auf V_2 ändert sich die Entropie um $R \ln \frac{V_2}{V_1}$).
Für die Entropie, die wegen (4) die Dimension Energie/Temperatur hat, wird statt cal · °K^{-1} auch die Bezeichnung „Clausius"[1]) verwendet.
In der statistischen Thermodynamik wird die Entropie durch die Boltzmannsche Gleichung

$$S = k \ln W \qquad (6)$$

eingeführt. k ist die schon früher genannte Boltzmannkonstante ($k = 1{,}38 \cdot 10^{-16}$ erg · °K^{-1} = $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Ws · °K^{-1} = $3{,}3 \cdot 10^{-24}$ cal · °K^{-1}), W die sogenannte thermodynamische Wahrscheinlichkeit. Für eine Entropie von 10 Clausius (diese Größenordnung wird durch die obigen Beispiele nahegelegt) ergibt sich aus (6) die unvorstellbar große Zahl $W \approx 10^{(10^{24})}$ (also eine 1 mit 10^{24} Nullen!). Was bedeutet dieses W? W ist die Zahl der Mikrozustände, die zu einem Makrozustand gehören. Dabei bedeutet Makrozustand das, was bisher kurz als „Zustand" bezeichnet wurde, also ein thermodynamisches System, das durch makroskopische Variable wie Druck, Temperatur, Volumen, Konzentrationen gekennzeichnet ist. Die verschiedenen „Mikrozustände" eines Makrozustandes sind die verschiedenen möglichen Anordnungen der Moleküle des Systems. Das sei an einem einfachen Beispiel klar gemacht.



Bild 3: Die möglichen Typen von Makrozuständen eines aus vier Molekülen bestehenden Gases, das sich über vier Zellen verteilt. Die Zahlen am Ende jeder Zeile geben die Anzahl der Mikrozustände für die Makrozustände des Zeilentyps, d. h. ihre thermodynamische Wahrscheinlichkeit an

Wir betrachten ein Gas, das aus 4 Molekülen besteht, die sich irgendwie über ein gegebenes Volumen verteilen können und wegen ihrer Wärmebewegung auch in jedem Augenblick anders verteilen. Wir teilen das Volumen (willkürlich) in 4 Zellen auf und wollen (im Hinblick auf ein Teilchen) nur dann von verschiedenen Mikrozuständen sprechen, wenn das Teilchen von einer Zelle zur anderen übergeht, nicht aber, wenn das Teilchen seinen Platz innerhalb der Zelle verändert. Wir wollen uns nun einen Überblick über die Makrozustände verschaffen. In Bild 3 sind die verschiedenen möglichen Typen von Makrozuständen wiedergegeben. Zu jedem Typ (außer dem letzten) gibt es mehrere verschiedene Makrozustände. Zum Beispiel können sich die 4 Teilchen der ersten Zelle auch in der zweiten, dritten oder vierten Zelle befinden. Wenn wir jetzt die Teilchen als unterscheidbar ansehen, etwa von 1 bis 4 durchnumeriert, so kann der Makrozustand der zweiten Zeile sich auf vier verschiedene Weisen einstellen. Es kann sich nämlich das Molekül 1, 2, 3 oder 4 in der zweiten Zelle befinden und die drei übrigen dann jeweils in der ersten Zelle. Zu den Makrozuständen vom Typ der zweiten Zeile gehören also jeweils 4 Mikrozustände, oder ihre thermodynamische Wahrscheinlichkeit ist W = 4. Die Zahlen neben jedem Kästchen geben das zugehörige W an (das leicht nach den Formeln der Kombinatorik berechnet werden kann). Das größte W gehört zum Zustand der Gleichverteilung. Machen wir dauernd Momentaufnahmen unseres Modellgases, so werden wir also 24mal häufiger Bilder mit dem Zustand der Gleichverteilung (der größten „Unordnung") als solchen mit dem Zustand der ersten Zeile (der größten „Ordnung") finden. Wird die Zahl der Teilchen immer größer, so verschiebt sich das Verhältnis der Zahl der Zustände mit größtem W zu denjenigen mit niedrigeren W-Werten immer mehr zugunsten der erstgenannten, und bei etwa 10^{20} Teilchen können wir annehmen, daß in praktisch allen Fällen der Zustand mit maximalem W vorliegt und Schwankungen (siehe voriger Artikel) um diesen Zustand um so seltener sind, je kleiner das W ist, das zu einer Schwankung gehört. Ist andererseits der Makrozustand der dritten Zeile etwa dadurch fixiert, daß in der Mitte des Kastens (zwischen Zelle 2 und 3) eine Trennwand eingezogen ist, so wird sich bei Wegnahme der Trennwand in kurzer Zeit als wahrscheinlichster Zustand der Zustand der letzten Zeile einstellen, d. h. also die thermodynamische Wahrscheinlichkeit W nimmt zu, genau wie die Entropie zunimmt. Damit ist der Zusammenhang zwischen W und S, wie er durch Gleichung (6) ausgedrückt wird, zu mindestens plausibel gemacht. — Nehmen wir an, wir hätten $N_L = 6 \cdot 10^{23}$ Teilchen, die auf N_L Zellen zu verteilen wären, dann liefert die Kombinatorik (als Zahl der möglichen Permutationen)

$$W = (N_L)! \qquad (7)$$

Zur Abschätzung dieses Ausdruckes bedient man sich der Stirlingschen Formel

$$N! \approx \left(\frac{N}{e}\right)^N \qquad (8)$$

Damit erhält man aus (7)

$$W \approx 10^{(10^{25})} \qquad (9)$$

Das liegt in der Größenordnung, die für W schon oben gefordert wurde.
Die statistische Entropiedefinition liefert also dasselbe Ergebnis wie die thermodynamische Definition. Darüber hinausgehend vertieft sie den Entropiebegriff und schränkt ihn gleichzeitig ein.
Sie vertieft ihn, indem sie die Entropie mit dem „Ordnungs- oder Unordnungsgrad" eines thermodynamischen Systems in Beziehung setzt. (Unordnung ist dabei als ungenaues Synonym für den korrekten Begriff „thermodynamische Wahrscheinlichkeit" anzusehen.) Die Vorgänge laufen also freiwillig in der Richtung ab, in der die thermodynamische Wahrscheinlichkeit zunimmt, d. h. in der der Ordnungsgrad abnimmt.
Die statistische Deutung zeigt aber auch die Grenzen des Entropiebegriffes und des Entropiesatzes. Nur bei hinreichend vielen Teilchen kann man voraussetzen, daß der Zustand mit maximalem W derjenige ist, der sich fast immer einstellt, und auch nur dann ist die Gewähr gegeben, daß die Entropie (im abgeschlossenen System) stets zunimmt. Bei wenig Teilchen sind größere Schwankungen häufiger, und jeder Übergang vom Zustand mit maximalem W zu einem Nachbarzustand bedeutet Abnahme der Entropie, also Widerspruch gegen den zweiten Hauptsatz. Der Entropiesatz ist also (im Gegensatz zum Energiesatz) ein statistisches Gesetz. Beim Studium der Eigenschaften des einzelnen Atoms werden wir ihm nicht mehr begegnen. Doch ehe davon gesprochen wird, soll der folgende Artikel zunächst eine ganz andere Begrenzung des Entropiesatzes bringen.

[1]) Rudolf Clausius, 1822 bis 1888, verdient um die Begründung des zweiten Hauptsatzes.

Wolkenhöhenmesser der Compagnie des Compteurs

Wenn ein modernes, schnelles Flugzeug bei der Landung eine Wolkendecke zu durchstoßen hat, ist die möglichst genaue Kenntnis der Höhe der Wolkendecke oberhalb des Flugplatzes notwendig.

Um diesem Bedürfnis zu entsprechen, hat die französische Compagnie des Compteurs zwei Typen von Entfernungsmessern entwickelt, die für die besondere Verwendung auf Flugplätzen bestimmt sind; und zwar sind dies die Geräte Bauart T.N.R. und Bauart T.N.S. mit einer Reichweite von 1500 bzw. 400 m.

Diese Geräte können jederzeit die Augenblickswerte der Höhe des unteren Randes der Wolkenschicht liefern, die sich im Zenit des Beobachtungsortes befindet. Die Genauigkeit der Messung ist unabhängig von der gemessenen Höhe. Bei Vorhandensein mehrerer Wolkenschichten können diese festgestellt werden, sofern die niedrigsten Schichten nicht zu dicht sind.

Die Wirkungsweise dieser Geräte beruht auf der Messung der Hin- und Rücklaufzeit von Lichtimpulsen, die von den Wolken reflektiert werden. Die Echosignale können auf dem Schirm einer Katodenstrahlröhre beobachtet werden.

Durch Ausstattung des Gerätes vom Typ T.N.R. mit einem Registriergerät und einer Fernsteuerungseinrichtung gestattet dieses die Übertragung des Meßergebnisses (der Wolkenhöhe) auf mehrere Kilometer.

Die Verwendung einer Funkenstrecke in Luft als Lichtquelle verleiht den Wolkenhöhenmessern eine hohe Betriebsfestigkeit. Es genügt, die Wolframelektroden nach Maßgabe ihrer Abnutzung von Zeit zu Zeit nachzustellen.

Die Geräte sind so gebaut, daß im Falle einer Störung schadhafte Einzelteile rasch ausgewechselt werden können. Daher ist eine Bedienung durch nicht geschultes Personal möglich.

Es sei darauf hingewiesen, daß ihre Aufstellung mit Ausnahme der Einstellung der Sende- und Empfangsspiegel und der Einhaltung eines Abstandes von 5 bis 10 m zwischen diesen keiner besonderen Vorkehrungen bedarf. Die Einrichtung für die Stromversorgung der Steuerung und Messung von Sender und Empfänger wird in einer Entfernung von höchstens 20 m von diesen aufgestellt.

Obwohl diese Wolkenhöhenmesser schon seit mehreren Jahren in stark frequentierten Flughäfen wie Le Bourget und Orly in ständiger Verwendung stehen, wurden bis zum heutigen Tage noch keine Störungen des Rundfunkempfanges durch dieselben bekannt.

Wirkungsweise der Wolkenhöhenmesser Bauart T.N.R. und T.N.S.

Die Höhenmesser Bauart T.N.R. und T.N.S. bestehen jeweils aus drei Elementen:

Ein Lichtimpulssender,
ein Lichtimpulsempfänger,
ein Speisungs-, Meß- und Steuerschrank.

Der Sender

Eine Funkenstrecke zwischen Wolframelektroden in Luft, die sich im Brennpunkt eines Parabolspiegels mit vertikaler Achse befindet, setzt die in einem mit Hilfe eines geeigneten Gleichrichters auf etwa 10 kV geladenen Kondensator gespeicherte elektrische Energie in Lichtenergie um.

Der Kondensator ist in unmittelbarer Nähe der Blitzlichtquelle angeordnet, um die Induktivität des Entladestromkreises auf einen Mindestwert zu beschränken und die Impulse möglichst kurz und leistungsfähig zu gestalten.

Der Funkenstreckenüberschlag wird durch einen Zündfunken ausgelöst, der von einem Steuergerät erzeugt wird.

Zwei elektrische, von einem Thermostat gesteuerte Heizkörper verhindern die geringste Kondensation im Innern des Senders.

Der Empfänger

Der vom Sender ausgestrahlte Lichtimpuls wird von der Wolkenbasis diffus zurückgeworfen. Ein Teil der diffusen Strahlen trifft auf den Spiegel des Empfängers. Dieser ist gleichartig ausgebildet wie der im Sender befindliche Spiegel.

Diese Strahlen werden fokussiert, wobei im Brennpunkt die lichtempfindliche Schicht einer trägheitslosen photoelektrischen Zelle angebracht wird, die besonders für das Strahlenspektrum des Lichtblitzgenerators empfindlich gemacht wurde (Vakuumzelle mit lichtempfindlicher Caesiumantimonschicht).

Die die Lichtechos aufnehmende Photozelle ist gegen die Sonnenstrahlen durch einen selbsttätigen Verschluß geschützt.

Der Lichtimpuls wird bei seinem Eintreffen in der photoelektrischen Zelle in einen elektrischen Stromimpuls umgewandelt, der verstärkt am Ausgang des Empfängers auftritt.

Der die Photozelle aufnehmende Vorverstärker und ein Hauptverstärker sind während des Betriebes zugänglich.

Der Empfänger ist mit dem gleichen Heizkörper bestückt wie der Sender.

Speisungs-, Meß- und Steuerschrank

Die Meßeinrichtung besteht aus einer Katodenstrahlröhre mit elektrostatischer Ablenkung und Fokussierung.

Diese Röhre liefert auf seinem Schirm eine Darstellung der Empfangsamplitude in Abhängigkeit vom Abstand (Wolkenhöhe). Der Abstand wird in der Abszissenrichtung angezeigt, die Empfangsamplitude ist in der Ordinatenrichtung abzulesen.

Ein Synchronisierimpuls, der dem Sender im Augenblick der Aussendung des Lichtblitzes entnommen wird, löst die Zeitablenkung von links nach rechts auf dem Schirm der Katodenstrahlröhre aus.

Der Leuchtfleck durchläuft den Durchmesser des Schirmes innerhalb der Laufzeit, die der Lichtstrahl von der Erde zur Wolkenbasis und zurück bis zu einer Wolkenhöhe benötigt, die der Reichweite des Gerätes entspricht.

Der vom Empfänger aufgenommene Impuls wird neuerlich verstärkt und verursacht eine vertikale Auslenkung des Leuchtfleckes, dessen Abstand vom Ursprung der Strahlenablenkung proportional der Wolkenhöhe ist.

Die Katodenstrahlröhre befindet sich in einem Schrank, der auch die Einrichtungen für die elektrische Einphasenspeisung und die verschiedenen Geräte für die Steuerung, Einstellung und Inbetriebhaltung des Wolkenhöhenmessers aufnimmt. Im besonderen gestattet ein Druckknopf die Aussendung von Lichtimpulsen, wenn man eine Wolkenhöhenmessung durchführen will.

Die Verbindungen zwischen Meßschrank, Sender und Empfänger werden durch biegsame Kabel hergestellt, wobei die Verbindungsstecker und die Kabel schwer armiert sind, so daß letztere auch in den Boden eingegraben werden können.

Der Wolkenhöhenmesser Bauart T.N.R. mißt die Höhe einer Wolkendecke von 30 bis 1500 m. Die Meßgenauigkeit ist innerhalb dieses Meßbereiches konstant und beträgt ungefähr ±10 m.

Er kann durch Fernsteuerungs- und Wolkenhöhenregistriereinrichtung ergänzt werden.

Stromversorgung

Der Höhenmesser T.N.R. wird für Speisung mit zwei Nennspannungen geliefert: 117 V und 220 V Einphasenwechselstrom, 50 Hz ± 2%.

Ein Regeltransformator gewährleistet eine Spannungsstabilität von 1% bei Netzspannungsschwankungen von 15%. Die benötigte elektrische Leistung beträgt 1,7 kVA.

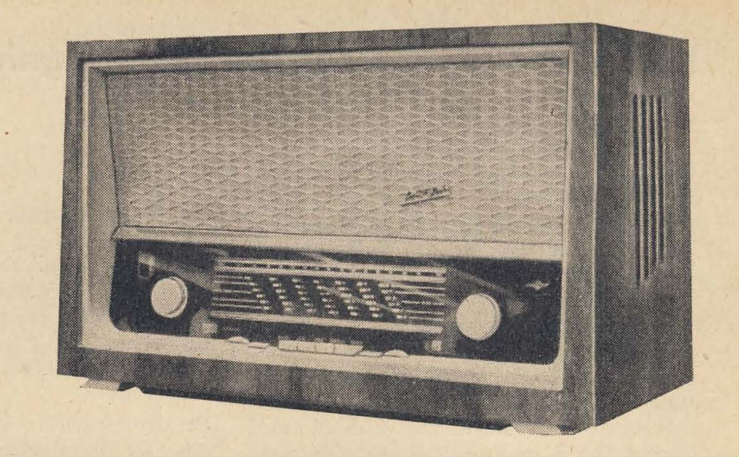
Der Wolkenhöhenmesser Bauart T.N.S. ist ein Gerät geringer Reichweite. Er dient zur Messung einer in einer Höhe von 20 bis 400 m befindlichen Wolkenbasis. Die von der gemessenen Höhe unabhängige Meßgenauigkeit beträgt ungefähr ± 5 m.

Die Arbeitsweise dieses Gerätes ist die gleiche wie die der Bauart T.N.R. Sein geringeres Gewicht und sein geringerer Raumbedarf machen es transportabel und für den ständigen Einbau in ein leichtes Fahrzeug geeignet.

Für den Wolkenhöhenmesser T.N.S. ist keine Registrier- oder Fernsteuerungseinrichtung vorgesehen.

Es sind Anschlüsse für folgende Nennspannungen vorgesehen: 115, 127, 140, 220 und 240 V. Für normalen Betrieb darf die Speisespannung um nicht mehr als 5% von der gewählten Nennspannung abweichen. Die erforderliche elektrische Leistung beträgt 0,6 kVA. *Belter*

Mitteilung aus der Rema-Fabrik für Rundfunk, Elektrotechnik und Mechanik, Wolfram & Co., Stollberg/Sa.



Der UKW-Empfänger

REMA „Tenor II"

HF-Teil

Das HF-Signal gelangt von den Dipolbuchsen über ein Bandfilter an den Eingangskreis des in Gitterbasisschaltung arbeitenden ersten Systems der Doppeltriode ECC 85. Der Anodenkreis wird induktiv durchgestimmt. Die Oszillatorbrücke ist kapazitiv symmetriert. Das zweite System ist als selbstschwingende additive Mischstufe geschaltet, deren Abstimmung ebenfalls induktiv erfolgt. Die entstehende ZF von 10,7 MHz gelangt über ein Bandfilter an das Gitter der E(C)H 81. (Die Triode der ECH 81 wird zur NF-Vorverstärkung herangezogen.)

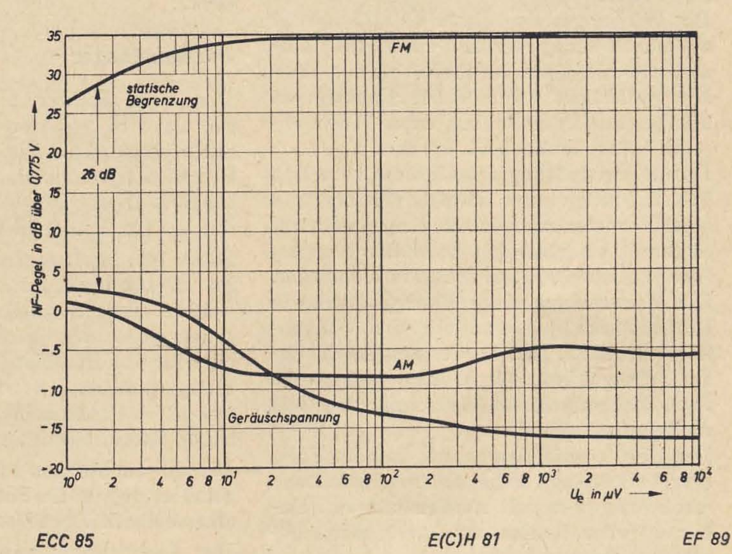
Der nun folgende dreistufige ZF-Verstärker garantiert ausreichende Verstärkung und Selektion. Die Stabilität des Verstärkers ist durch Schirmgitterneutralisation und günstigen Aufbau der einzelnen Stufen gewährleistet. Amplitudenbegrenzung wird in der letzten ZF-Röhre durch kleine Schirmgitterspannung und Gitterkombination erreicht. Modulationswandlung und Gleichrichtung erfolgen durch Verhältnisgleichrichter. Die entstehende NF-Spannung wird über De-emphasis und Lautstärkeregler an die NF-Verstärkung geführt.

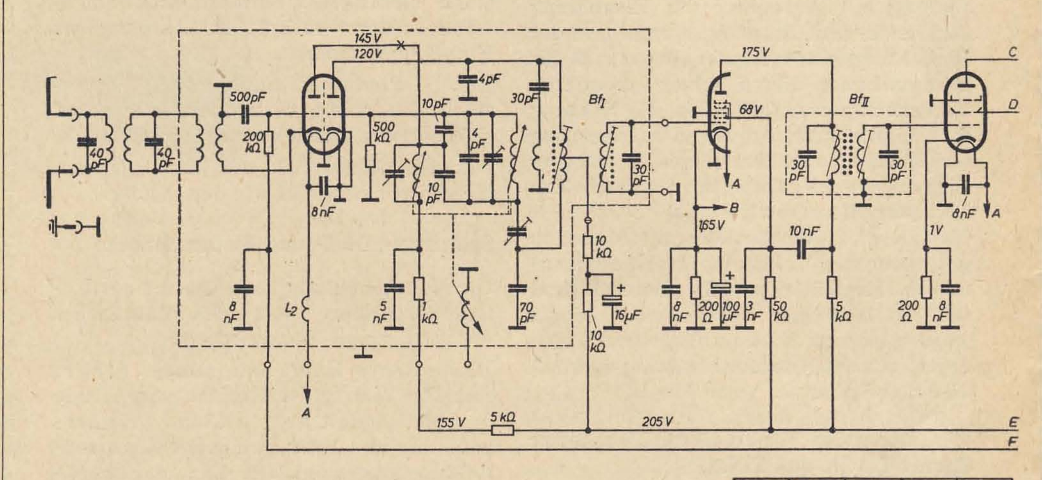
Um auch bei großen Eingangssignalen

Technische Daten

Stromart: Wechselstrom
Netzspannungen: 110, 127, 220 V
Leistungsaufnahme: etwa 60 W
Wellenbereich: U
Röhrenbestückung:
  ECC 85, ECH 81, EF 89, EF 89, EABC 80, EL 84, EM 80
Netzgleichrichter: EZ 80
Zahl der Kreise: 13
Zwischenfrequenz: 10,7 MHz
Eingangsempfindlichkeit:
  besser 3 µV bei 12,5 kHz Hub, bei 26 dB Rauschabstand
ZF-Empfindlichkeit:
  etwa 200 µV vom Gitter der ECH 81 bei 6 V Summenrichtspannung, 300-kHz-Selektion: vom Gitter der ECH 81 : 1 : 120
Bandbreite: 175 kHz
UKW-Antenneneingangsimpedanz:
  240 Ω
Statische Begrenzung ab 3 µV
Dynamische Begrenzung bei einem FM-Signal von 12,5 kHz Hub und f_{mod} = 1000 Hz und AM-Signal 30% mod. f = 1000 Hz ist etwa 40 dB
Spiegelfrequenzsicherheit: etwa 1 : 35
Rauschunterdrückung:
  durch vorgespannte Diode
Gegenkopplung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers über 2 Stufen
Ausgangsleistung:
  2,5 W bei 5% Klirrfaktor f = 800 Hz
Lautsprecher:
  1 permanentdyn. Breitbandlautsprecher
  2 statische Hochtonlautsprecher
Anschluß für Außenlautsprecher vorhanden, Impedanz etwa 10000 Ω
Anschluß für Tonbandgerät:
  genormter Diodenanschluß
Anschluß für Tonabnehmer
Besonderheiten:
  dreitastiges Klangregister,
  Optische Anzeige der Klangfarbe bei Hoch- und Tieftonregler;
  Gehäusedipol

Signal-Rausch-Abstand

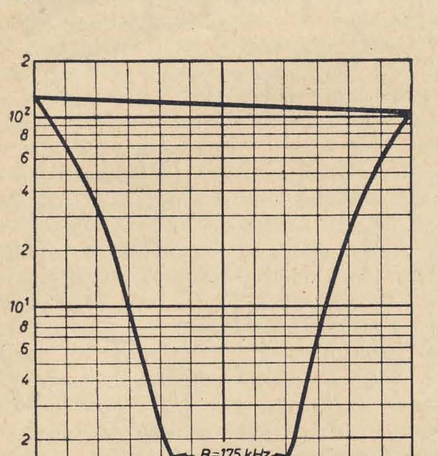




x = 100-Ω-Widerstand

Netz a ein aus | TA/TB b ein aus | Baß c ein aus | Orchester d ein aus | Sprache e ein aus
1 2 3 4 5 6 7

eine Mitnahme des Oszillators und ein Absinken der AM-Unterdrückung zu vermeiden, wird das HF-System der ECC 85 durch eine im Gitterkreis der Begrenzerröhre entstehende negative Vorspannung geregelt. Diese Regelung beginnt bei Eingangsspannungen, bei denen die statische Begrenzung schon voll wirksam ist.



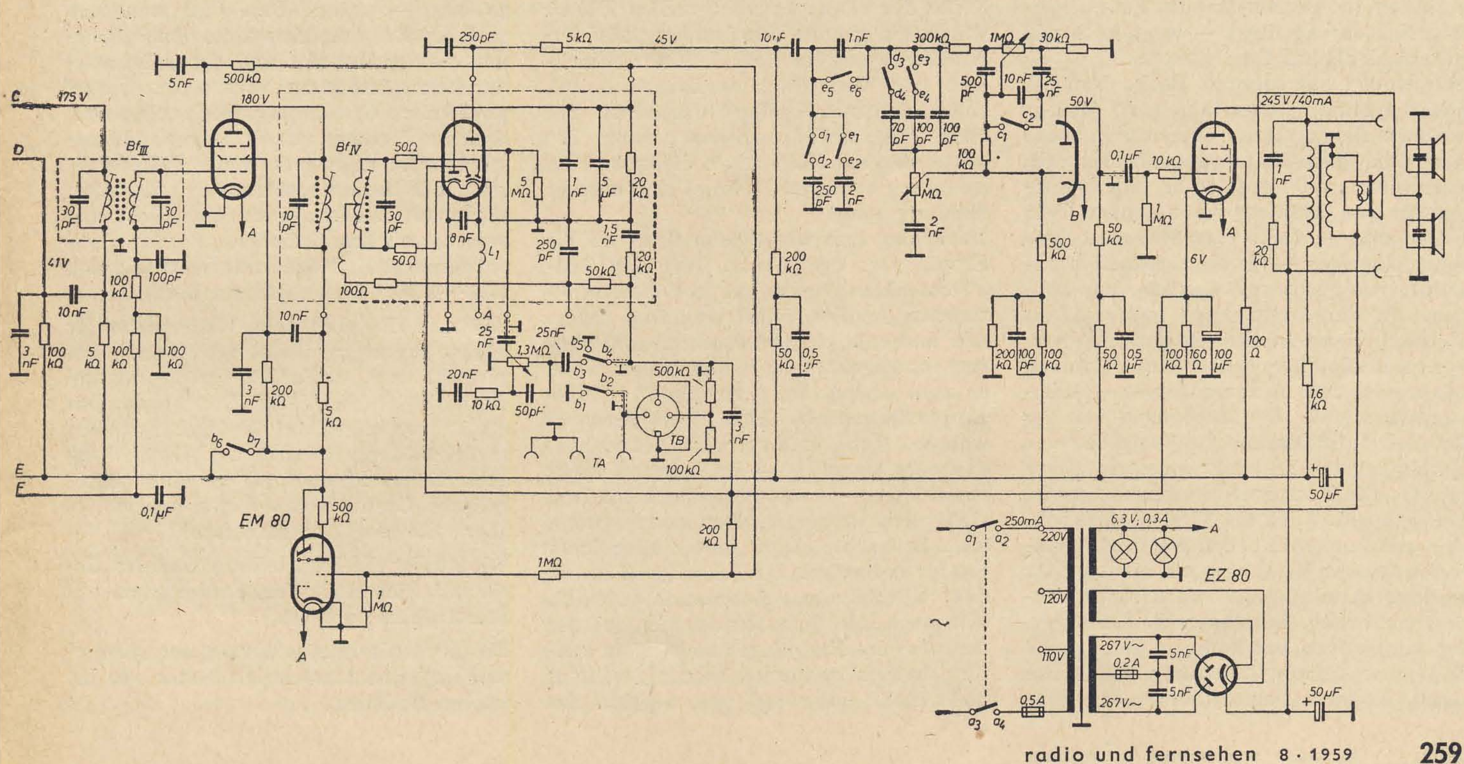
◄ ZF-Durchlaßkurve, gemessen am Gitter der ECH 81 (Summenrichtspannung = 6 V)

► Diskriminatorkurve

NF-Frequenzgang für Klangregistertasten und Höhen- und Tiefenregelung

NF-Verstärker

Die NF-Verstärkung erfolgt durch die Triode der EABC 80, die Triode der ECH 81 und die Endröhre EL 84. Der Verlauf der NF-Frequenzkurve wird durch ein Netzwerk erreicht, das zwischen Triode E(AB)C 80 und Triode EC(H) 81 eingebaut ist. In das Netzwerk sind Hoch- und Tieftonblende und die frequenzbestimmenden Bauelemente des dreiteiligen Klangregisters eingefügt. Das dreiteilige Klangregister gestattet folgende Einstellungen: Orchester, Sprache, Baß. Orchester und Sprache sind abhängige Tasten, die Taste Baß ist unabhängig. Ein Klangbild, das für Jazz geeignet erscheint, erreicht man durch gleichzeitiges Drücken der Orchester- und Sprachtaste. Dadurch werden beide Tasten ausgelöst. Der NF-Verstärker ist überwiegend frequenzunabhängig gegengekoppelt. Durch die günstige Anordnung des Breitbandlautsprechers wird eine verhältnismäßig breitflächige Schallabstrahlung erreicht. Die Störstrahlungsbedingungen der Deutschen Post werden mit dreifacher Sicherheit eingehalten.



Empfangsversuche mit „Tenor II"

Sehen wir vom Äußeren des Gerätes ab, so fällt dem Fachmann vor allem seine hohe Empfindlichkeit auf. (Übrigens gefiel das Gehäuse allen gut, denen wir den Empfänger zeigten.) Nach anfänglichem Betrieb an einer Behelfsantenne bzw. mit dem eingebauten Gehäusedipol, stellten wir ausgedehnte Empfangsversuche mit einer Außenantenne an. Hier die Ergebnisse.

Neben den einwandfrei einfallenden Ortssendern und unregelmäßigen „scattering"-Verbindungen wurden fast regelmäßig Sender bis zu 500 km Entfernung empfangen. Unsere Karte (Bild 1) zeigt die Standorte der empfangenen Sender sowie — grob skizziert — die Empfangscharakteristik der verwendeten Antenne. Der Vollständigkeit halber seien einige technische Daten der Antenne erwähnt:

Strahler:
  Schleifendipol mit Symmetrierschleife

Parasitäre Elemente:
  1 Direktor, 1 Reflektor

Hauptempfangsrichtung: NW

Standort:
  2 m über Dachfirst eines dreistöckigen Mietshauses in einem Vorort im Südosten Berlins

Antennengewinn: etwa 6 dB

Ableitung:
  60-Ω-Koaxialkabel, Länge 20 m

Die Empfangsergebnisse waren teilweise selbst für den Fachmann überraschend, es sei denn, er hat beruflich mit Fragen der Wellenausbreitung zu tun. Fast stets war der reproduzierbare Empfang von Sendern möglich, die weit hinter dem effektiven Horizont lagen ($^3/_4$ des Erdradius als Berechnungsgrundlage). Eine besondere Wetterlage war zweifellos vorhanden, jedoch wurden die Versuche während des ganzen Monats Februar erfolgreich durchgeführt — wenn auch mit unterschiedlichen Ergebnissen.

Wir wollen aus unseren Beobachtungen gewiß keine „sensationellen" Rückschlüsse ziehen. Doch ist es auch heute noch so, daß Empfangsbeobachtungen bekannter weit entfernter UKW-Sender für den Amateur einen großen Reiz haben und — bei einwandfreien technischen Angaben — für die zuständigen Institute von gewisser Bedeutung sein können. (In der DDR unter anderem das Heinrich-Hertz-Institut in Berlin-Adlershof.) Auf alle Fälle — und damit kommen wir wieder zum Ausgangspunkt — überzeugten uns die Beobachtungen von der hohen Empfindlichkeit des Testgerätes.

Einige andere Feststellungen am Empfänger: Die Temperaturkompensation ist befriedigend. Auch die Trennschärfe läßt sich mit konventionellen FM-Demodulatoren unserer Meinung nach nicht weiter treiben, wenn man die erforderliche Mindestbandbreite einhalten will. Selbst unter ungünstigen Bedingungen gelang eine fast einwandfreie Trennung zweier um einen Kanal auseinanderliegender Stationen. Dabei betrug der Feldstärkeunterschied bis zu 60···80 dB (!)

Eine Anregung für die Entwicklungsabteilung des REMA-Werkes: Die Verwendung der „magischen Waage" EM 83 an Stelle der etwas konventionellen EM 80 würde die genaue Abstimmung auf den Nulldurchgang im Ratiodetektor erleichtern und vermutlich verkaufstechnisch einen kleinen „Knüller" darstellen. Bei einer Folgeausführung des „Tenor II" sollte man die Möglichkeit dieser kleinen Änderung erwägen. Es lohnt sich unserer Meinung nach!

Doch nun zum wichtigsten beim UKW-Empfänger: der Klang. Wer den AM-„Tonnenklang" gewöhnt ist (die Amplitudenmodulation selbst ist daran natürlich unschuldig!), dem stehen wohl Tränen der Begeisterung in den Augen, wenn er zum ersten Mal „richtigen" UKW-Empfang genießt. Aber auch der verwöhnte Rundfunkhörer muß zugeben, daß der „Tenor II" — im Rahmen seiner Preisklasse — etwas Besonderes ist. Dies stellt sich immer wieder heraus, wenn man beobachtet, daß dieser oder jener Sender zu bestimmten Zeiten „von Hause aus" Mängel seiner Modulation aufweist. Wir stehen auf dem Standpunkt, daß der Aufwand im Empfänger nicht mehr weiter getrieben zu werden braucht, wenn er nicht mehr unbedingt und a priori das schwächste Glied in der Übertragungskette darstellt. Hoffentlich löst diese Feststellung jetzt nicht den Protest der Deutschen Post aus, der nämlich die anderen Glieder — vom Mikrofon bis zur Sendeantenne — unterstehen. Daß man dort nach Kräften bemüht ist, die Qualität besonders der Strahler und der Zubringerstrecken ständig zu verbessern, bedarf wohl keiner Erwähnung. Doch sollte man auch im Funkhaus dafür sorgen, daß zumindest im ausgesprochenen UKW-Programm keine antiquierten Schallplatten abgespielt werden, wenn dies nicht aus programmlichen Gründen unumgänglich notwendig ist (Beispiel: 2. Februar 1959, 9.21···9.29 Uhr, Programm Berlin II).

Während die akustische Wiedergabe der hohen Frequenzanteile ausreichend ist, vermißt man etwas das entsprechende Gegengewicht bei tiefen Frequenzen. Das dürfte vor allem auf die Gehäusegröße zurückzuführen sein, die der Abstrahlung nach tiefen Frequenzen zu eine physikalische Grenze setzt. Diese Nuance ist aber teilweise Geschmackssache.

Wichtig ist die Feststellung, daß das Gerät mit Sicherheit den Forderungen auf Störstrahlung genügt.

Die mechanische Ausführung der „Klangregister"-Drucktasten ist besser als bei älteren Modellen.

Abschließend eine Feststellung: Die Schaffung eines hochwertigen Nur-UKW-Empfängers ist — verkaufstechnisch — ein gewisses Experiment. Als Techniker muß man der Firma REMA zu ihrem Mut gratulieren. Angesichts der wachsenden Anzahl der UKW-Sender ist das Experiment vom technischen Standpunkt aus völlig berechtigt, zumal wenn man sich die Güte der FM vor Augen hält und an die vielen schaltungstechnischen Vorzüge denkt, die ein Nur-UKW-Empfänger bietet. Der Handel sollte seinerseits langsam dazu übergehen, die Kunden davon zu überzeugen, daß ein gutes Gerät nicht unbedingt drei gespreizte Kurzwellenbereiche usw. besitzen muß . . .!

Fassen wir unsere Meinung über den „Tenor II“ zusammen: ein ausgezeichnetes Gerät. *Streng*

HINWEISE FÜR DEN FERNSEHSERVICE

Bei der Fehlersuche in einem Empfänger, der zu schwache oder keine Helligkeit zeigt, empfiehlt sich die Fehlereinkreisung in folgender Reihenfolge:

1. Messen der Spannungen am Bildröhrensockel sowie an der Bildröhrenanode,
2. Untersuchung des Hochspannungsteils,
3. Untersuchung der Videostufe.

Zunächst wird die Hochspannung an der Bildröhre selbst überprüft. In den meisten Fällen wird dazu nicht ein Meßinstrument mit Hochspannungstastkopf zur Verfügung stehen, sondern man orientiert sich nach der Funkenlänge des Anodenanschlußclips. Um einen vorzeitigen Emissionsverlust der Ventildiode zu verhindern, läßt man die Funkenstrecke nicht gegen das Chassis, sondern gegen den Anodenanschluß der Bildröhre überspringen. Bei voll aufgedrehtem Helligkeitsregler soll die Funkenstrecke je nach Bildröhre etwa 10 mm betragen. Bei zurückgedrehtem Helligkeitsregler wird sich bei einwandfreier Funktion der Bildröhre sowie des Hochspannungsteils nur ein einmaliger Überschlag ergeben. Bleibt jedoch bei zurückgedrehtem Helligkeitsregler der Lichtbogen konstant, und es ist trotzdem keine Helligkeit vorhanden, so kann auf einen Katoden-Anodenschluß der Ventilröhre geschlossen werden (Heizfadenbruch DY 86). Dieser Fehler ist bereits optisch an der Farbe des Lichtbogens erkennbar. Bei einwandfreier Funktion der Ventilröhre ist der Lichtbogen weißlich-blau, im anderen Falle rötlich-violett. Zusätzlich kann man noch den Bildröhrensockel von der Bildröhre abnehmen, wobei keine Funkenstrecke zum Anodenanschluß auftreten darf. Dabei ist zu beachten, daß bei einer Elektrodenunterbrechung der Bildröhre, beispielsweise der Katode oder Anode, ebenfalls kein Überschlag zum Anodenanschluß erfolgt. Im Zweifelsfall kann man, um die Ventilröhre nicht zu zerstören, eine Funkenstrecke über einen 1-MΩ-1-W-Widerstand nach dem Chassis überspringen lassen und hat so auch einen Anhaltspunkt für die Höhe der Hochspannung. In der weiteren Reihenfolge der Untersuchung werden nun die Spannungen an dem Bildröhrensockel gemessen. Zuvor wird man jedoch die richtige Einstellung des Ionenfallenmagneten kontrollieren und das Maximum an Helligkeit einstellen. Das Messen der Heizspannung der Bildröhre erübrigt sich in den meisten Fällen, da man die Katode der Bildröhre glühen sieht. Beim Betätigen des Helligkeitsreglers muß sich entweder an der Katode oder am Wehneltzylinder die gemessene Spannung von 20 bis 130 V einstellen lassen. Am Schirmgitter der Bildröhre wird sich je nach Art der Bildröhre eine Spannung von 450 bis 500 V ergeben. Diese Spannung läßt einen Rückschluß auf die einwandfreie Funktion der Zeilenkippstufen zu. Ist die gemessene Spannung an g_2 der Bildröhre zu niedrig, so kann ein Fehler in den Zeilenkippstufen vorliegen, und diese sind gesondert zu untersuchen.

Das Untersuchen der Zeilenkippstufen beginnt mit der oszillografischen Überprüfung des Sägezahnimpulses am Steuergitter der Zeilenkippendröhre. Die Form und die Frequenz dieses Sägezahnimpulses werden von der richtigen Arbeitsweise des Zeilengenerators bestimmt und sind deshalb ausschlaggebend für dessen Beurteilung. Stimmt dieser Impuls nicht mit der vom Gerätehersteller angegebenen Form und Höhe überein, so muß der Zeilengenerator gesondert untersucht werden. Eine frequenzmäßig starke Abweichung des Zeilengenerators von der Zeilenfrequenz zeigt sich ebenfalls in der ungenügenden Heizung der Ventildiode und damit zu geringer Hochspannung. Überhaupt gibt das Glühen der Ventildiode einen Hinweis auf die Funktion des Zeilenkippteils. Falls kein Röhrenfehler des Zeilengenerators vorliegt, so sind in diesem Falle die frequenzbestimmenden Glieder des Generators zu untersuchen, die meist aus veränderlichen Gitterwiderständen bestehen, denen häufig Kondensatoren parallel geschaltet sind. Jedoch werden oft verstimmte Stabilisierungsspulen oder Phasenvergleichstransformatoren sowie Fehler in der Phasenvergleichsschaltung als Ursachen für starke Frequenzabweichungen des Generators beobachtet. Falls ein RC-Generator vorhanden ist, kann unter Zuhilfenahme eines Oszillografen durch die Erzeugung von Lissajous-Figuren die Zeilenfrequenz ermittelt werden. Dadurch hat man sofort einen exakten Anhaltspunkt, ob der Generator zu hoch oder zu niedrig schwingt. Die einfachste Methode der Überprüfung des Zeilengenerators auf seinen Schwingzustand erfolgt unter Verwendung des NF-Verstärkers des Fernsehgerätes. Vom Steuergitter der Zeilenkippendröhre wird der Impuls über eine Leitung, der ein 10-nF-Kondensator zwischengeschaltet ist, an das Steuergitter der NF-Vorröhre gegeben. Mit dem Zeilenfrequenzregler muß sich nun bei aufgedrehtem Lautstärkeregler ein veränderliches Pfeifen und Zirpen einstellen lassen. Ist der Zeilengenerator in Ordnung und der Fehler noch nicht gefunden, so folgt in der weiteren Reihenfolge der Fehlersuche die Zeilenendstufe, Boosterdiode sowie der Zeilentransformator. Versuchsweise werden zunächst die Zeilenkippendröhre sowie die Boosterdiode ausgewechselt. Des weiteren werden die Arbeitsspannungen an der Zeilenkippendröhre gemessen. Sind diese Spannungen in Ordnung, so muß sich bei Nähern eines Schraubenziehers an die Anode der Zeilenkippendröhre eine Funkenstrecke von etwa 3···5 mm Länge zeigen. Auch an der Katode der Boosterdiode muß sich bei Nähern eines Schraubenziehers eine ähnliche Funkenlänge ergeben. Ein leises Pfeifen des Zeilentransformators deutet darauf hin, daß die Primärspule des Zeilentrafos in Ordnung ist. Läßt sich bei Nähern eines Schraubenziehers an die Katode der Hochspannungsventilröhre keine Funkenstrecke erzielen, so hat die Hochspannungsspule eine Unterbrechung oder einen Schluß, und der komplette Zeilentrafo muß ausgewechselt werden.

Fehler der Videostufe bewirken vielfach auch den Ausfall der Bildhelligkeit. Besonders bei der galvanischen Anschaltung der Videostufe an den Demodulator sowie an die Bildröhre ist dieser Fehler häufig zu beobachten.

Spannungsmessungen geben oftmals schon einen eindeutigen Hinweis auf die Fehlerquelle. Hier sind es vor allen Dingen die anodenseitigen Korrekturdrosseln der Videoendstufe, die bei Unterbrechungen einen starken Spannungsabfall und damit eine zu niedrige Anodenspannung hervorrufen. Dadurch wird die Spannung der Katode der Bildröhre im Verhältnis zur Spannung am Wehneltzylinder so weit verschoben, daß praktisch keine Helligkeit mehr auftreten kann.

In diesem Zusammenhang wird man gleichzeitig die Helligkeitsregelung, die meist aus einem Festwiderstand und einem in Reihe geschalteten Potentiometer besteht, untersuchen. Die Spannung, die am Schleifer des Helligkeitspotentiometers gemessen wird, muß sich innerhalb der vom Hersteller angegebenen Grenzen einstellen lassen. Der vor dem Potentiometer liegende Widerstand bestimmt den Regelumfang der Helligkeit und kann gegebenenfalls bei zu geringer Helligkeit verkleinert werden. Als letzte Möglichkeit ungenügender Helligkeit kann dann die Bildröhre selbst in Betracht gezogen werden, wobei nur der versuchsweise Einbau einer neuen, ungebrauchten Röhre endgültig darüber Aufschluß geben kann, ob der Fehler geräteseitig vorhanden ist. *Herb . . .*

Ing. ARIBERT SCHEFFEL

Fehler bei Widerstandsbestimmung durch Strom- und Spannungsmessung

Bekanntlich kann man Widerstände durch Messung von Strom und Spannung bestimmen. In den Bildern 1 und 2 sind die bekannten Schaltungen dargestellt. Wenn man als Amateur nur ein Vielfachmeßinstrument zur Verfügung hat, erfolgt die getrennte Bestimmung von Spannung und Strom nach Bild 3. Der nachfolgende Beitrag zeigt, welche methodischen Fehler dabei entstehen und vergleicht die letzte Methode mit den beiden ersten. Im folgenden werden fehlerhaft gemessene Werte mit einem Strich gekennzeichnet.

1. Stromrichtige Messung

In dieser Schaltung (Bild 1) wird der Strom ungefälscht, die Spannung aber gefälscht gemessen.
Der gemessene Widerstand R'_{x_1} ergibt sich zu:

$$R'_{x_1} = \frac{U'}{I} = U' \frac{(R_x + R_I)}{U'} = R_x + R_I \qquad (1)$$

R_x wird also um den Innenwiderstand R_I des Strommessers zu hoch bestimmt.

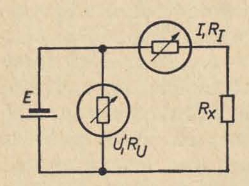


Bild 1: Widerstandsbestimmung durch stromrichtige Messung

Aus der Gleichung (1) errechnet sich der relative Fehler wie folgt:

$$R'_{x_1} - R_x = R_I, \quad | : R_x$$

$$F_1 = \frac{R'_{x_1} - R_x}{R_x} = \frac{R_I}{R_x}. \qquad (2)$$

Die Gleichung (2) läßt erkennen, daß der Fehler bei dieser Messung (Bild 1) immer positiv wird und gering ist, wenn $R_I \ll R_x$ ist. Die Schaltung kommt also vorzugsweise für große Widerstände (R_x) in Betracht.

2. Spannungsrichtige Messung

Hier wird im Gegensatz zur stromrichtigen Messung die Spannung ungefälscht, jedoch der Strom gefälscht gemessen (Bild 2).
Der gemessene Leitwert G'_{x_2} ist:

$$G'_{x_2} = \frac{I'}{U} = I' \frac{G_x + G_U}{I'} = G_x + G_U. \qquad (3)$$

Er wird also um den Leitwert des parallelgeschalteten Spannungsmessers zu hoch bestimmt.

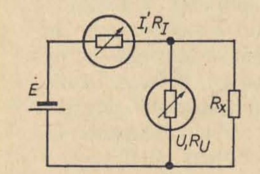


Bild 2: Widerstandsbestimmung durch spannungsrichtige Messung

Aus der Gleichung (3) ergibt sich:

$$R'_{x_2} = \frac{1}{G'_{x_2}} = \frac{R_x \cdot R_U}{R_x + R_U}$$

$$= R_x + \frac{R_x \cdot R_U}{R_x + R_U} - R_x = R_x - \frac{R_x^2}{R_x + R_U}$$

und daraus folgt, wie unter 1., der relative Fehler:

$$F_2 = \frac{R'_{x_2} - R_x}{R_x} = -\frac{R_x}{R_x + R_U} = -\frac{1}{1 + \frac{R_U}{R_x}}. \qquad (4)$$

Die Gleichung (4) zeigt, daß hier der Fehler immer negativ ist und bei $R_U \gg R_x$ sehr klein wird. Diese Schaltung eignet sich vorzugsweise zur Messung kleiner Widerstände.

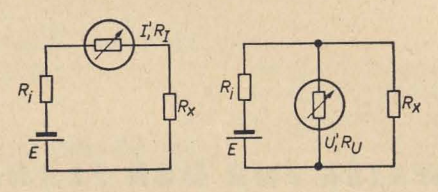


Bild 3: Widerstandsbestimmung durch getrennte Strom- und Spannungsmessung

3. Getrennte Messung von Strom und Spannung

Die Ergebnisse der strom-spannungsrichtigen Messung ließen sich aus den Schaltbildern auch ohne mathematischen Aufwand mit einiger Sicherheit voraussagen. Schwieriger verhält es sich bei der getrennten Messung. Nach Bild 3 ist der gemessene Strom

$$I' = \frac{E}{R_i + R_I + R_x} \qquad (5)$$

und die gemessene Spannung

$$U' = E \frac{\frac{R_x \cdot R_U}{R_x + R_U}}{R_i + \frac{R_x \cdot R_U}{R_x + R_U}} = \frac{E \cdot R_x \cdot R_U}{R_i R_x + R_i R_U + R_U R_x}. \qquad (6)$$

Der Quotient aus den Gleichungen (5) und (6) ergibt den gemessenen Widerstand R'_{x_3} zu:

$$R'_{x_3} = \frac{U'}{I'} = \frac{R_x \cdot R_U (R_i + R_I + R_x)}{R_i R_x + R_i R_U + R_U R_x}. \qquad (7)$$

Diese Gleichung kann ein Amateur, dem nur ein Vielfachmeßinstrument zur Verfügung steht, anwenden, um den wirklichen Widerstand R_x genau zu berechnen. In manchen Fällen kann $R_i = 0$ gesetzt werden, wodurch sich die Gleichung (7) vereinfacht und mit der Gleichung (1) hinreichend genau gerechnet werden kann. Läßt man es auf dieser Messung beruhen und korrigiert die Messung nicht wie oben angegeben, so errechnet sich der relative Fehler aus der Gleichung (7) durch Subtraktion von R_x auf beiden Seiten und Division durch R_x. Daraus folgt:

$$F_3 = \frac{R'_{x_3} - R_x}{R_x} = \frac{R_U (R_i + R_I + R_x)}{R_i R_x + R_i R_U + R_U R_x} - 1,$$

$$F_3 = \frac{R_I R_U - R_i R_x}{R_i R_x + R_i R_U + R_U R_x}. \qquad (8)$$

Diese Gleichung läßt sich nicht ohne weiteres überblicken. Übersichtlicher ist ein Vergleich mit den vorigen zwei Methoden. Ist in der Gleichung (8) $R_I \cdot R_U = R_i \cdot R_x$, so folgt, daß dann der Fehler bei Anwendung der dritten Methode 0 ist.

Vergleich mit der stromrichtigen Messung

Durch Addition und Subtraktion von F_1 auf der rechten Seite der Gleichung (8) wird unter Benutzung der Gleichung (2)

$$F_3 = F_1 + \frac{R_I R_U - R_i R_x}{R_i R_x + R_i R_U + R_U R_x} - \frac{R_I}{R_x},$$

$$F_3 = F_1 - \frac{R_i R_x^2 + R_i R_I R_x + R_i R_I R_U}{R_i R_x^2 + R_i R_U R_x + R_U R_x^2}. \qquad (9)$$

In der Gleichung (9) wird der Bruch von F_1 subtrahiert. Das besagt, daß F_3 kleiner als F_1 ist:

$$F_3 < F_1. \qquad (10)$$

Vergleich mit der spannungsrichtigen Messung

Analog zum Vergleich mit der stromrichtigen Messung erhält man aus der Gleichung (8) unter Verwendung der Gleichung (4):

$$F_3 = F_2 + \frac{R_I R_U - R_i R_x}{R_i R_x + R_i R_U + R_U R_x} - \frac{-R_x}{R_x + R_U}$$

$$F_3 = F_2 + \frac{R_I R_U R_x + R_I R_U^2 + R_U R_x^2}{2R_i R_U R_x + R_i R_x^2 + R_U R_x^2 + R_i R_U^2 + R_U^2 R_x}. \quad (11)$$

Da dieser Bruch positiv ist, folgt:

$$F_2 < F_3. \quad (12)$$

Faßt man die Gleichungen (10) und (12) zusammen, so erhält man übersichtlich:

$$F_2 < F_3 < F_1, \text{ wobei } F_2 < 0 \text{ und } F_1 > 0 \text{ ist.}$$

Zusammenfassend kann man also zu dem Vergleich zwischen den drei Messungen sagen, daß der Betrag des Fehlers bei getrennter Messung von Strom und Spannung größer sein kann als bei der genaueren der beiden Messungen (nach 1. oder 2.), daß er aber in jedem Falle kleiner ist als bei der „ungenaueren" der beiden Messungen.

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von HANS SUTANER

Lösung zur Aufgabe 18:

Der Eisenquerschnitt eines Ausgangsübertragers soll relativ stärker als bei einem Netztransformator gewählt werden. Wir verwenden daher für die Berechnung des Eisenquerschnittes die Formel

$$Q_E = 20 \sqrt{\frac{N_\sim}{f_u}} \quad (1)$$

$$= 20 \sqrt{\frac{5,7}{50}} \approx 6,75 \text{ cm}^2.$$

Nach DIN 41302 wird der Kern EI 84a mit einem Bruttoquerschnitt von 7,8 cm² gewählt, so daß sich selbst für papierisolierte Bleche immer noch ein Nettoquerschnitt von $0,9 \cdot 7,8 = 7,02$ cm² ergibt. Wegen der Gleichstrombelastung der Primärwicklung des gewünschten Ausgangsübertragers muß der Kern einen Luftspalt erhalten, damit eine Übersteuerung des Eisenkerns sowie eine Verzerrung der Wechselspannung vermieden werden und die Permeabilitätsänderungen gering bleiben.
Für die Berechnung des Luftspaltes δ ist die Faustformel

$$\delta \text{ mm} = 0,4 \cdot \sqrt{Q_E \text{ cm}^2} \quad (2)$$

ausreichend genug.

$$\delta = 0,4 \cdot \sqrt{7,8} \approx 1 \text{ mm},$$

aufgeteilt auf die Schenkel des EI-Kerns also je 0,5 mm. Den Verstärkungsabfall für die untere Grenzfrequenz f_u soll man bei Ausgangsübertragern möglichst gering halten, um auch tiefere Frequenzen noch mit zu erfassen. Wir berechnen daher die Induktanz der Primärwicklung für die untere Grenzfrequenz etwas größer als R_a, also

$$2 \pi f_u \cdot L = 1,3 \cdot R_a$$

und hieraus

$$L = \frac{1,3 \cdot R_a}{2 \pi f_u} \quad (3)$$

$$= \frac{1,3 \cdot 5500}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 22,8 \text{ H}.$$

Nach einer vereinfachten Formel erhalten wir die Windungszahl

$$w_p = 10^3 \cdot \sqrt{\frac{10 \cdot L \cdot \delta}{Q_E}} \quad (4)$$

(L in H, δ in mm, Q_E in cm²)

$$= 10^3 \cdot \sqrt{\frac{10 \cdot 22,8 \cdot 1}{7,8}} = 5400 \text{ Wdg}$$

Da $\frac{w_p}{w_s} = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}}$, ergibt sich hieraus die sekundäre Windungszahl

$$w_s = w_p \cdot \sqrt{\frac{R_L}{R_a}} \quad (5)$$

$$= 5400 \cdot \sqrt{\frac{5}{5500}} \approx 163 \text{ Wdg}.$$

Um die Streuung herabzusetzen, empfiehlt es sich, die Sekundärwicklung w_s in zwei parallel geschaltete Wicklungen aufzuteilen, von denen die eine unter, die andere über der Primärwicklung w_p aufgebracht wird. w_s erhält demnach $2 \cdot 163$ Windungen.
Die Primärwicklung ist belastet mit dem Anodengleichstrom $I_a = 48$ mA. Hinzu kommt der Anodenwechselstrom, der bei voller Aussteuerung im Mittel

$$\mathfrak{J}_a = \sqrt{\frac{N_\sim}{R_a}} \quad (6)$$

$$= \sqrt{\frac{5,7}{5500}} \approx 0,033 \text{ A} = 33 \text{ mA beträgt.}$$

Die Drahtdicke für w_p wird man also für 48 + 33 mA, rund 80 mA bemessen, weil der Anodenwechselstrom eigentlich nicht zusätzlich fließt, sondern den Anodengleichstrom nur moduliert.
Nach DIN 41302 ist für den Kern EI 84a eine Stromdichte von 2,9 A/mm² innen und 3,5 A/mm² außen zulässig. Da die Wicklung w_p hier in der Mitte des Wickelraums angeordnet wird, setzen wir den Mittelwert $i = 3,2$ A/mm² in die Formel für die Drahtdicke ein.

$$d_p = 1,13 \sqrt{\frac{I}{i}} \quad (7)$$

$$= 1,13 \sqrt{\frac{0,08}{3,2}} = 0,18 \text{ mm}.$$

In der Sekundärwicklung fließt bei Vollaussteuerung nur der Wechselstrom

$$i_L = \sqrt{\frac{N_\sim}{R_L}} = \sqrt{\frac{5,7}{5}} = 1,068 \text{ A}.$$

Da wir w_s auf zwei Wicklungen verteilen, braucht jede nur für 0,534 A bemessen werden.

$$d_s = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I}{i}}$$

$$= 1,13 \cdot \sqrt{\frac{0,534}{3,2}} \approx 0,45 \text{ mm}.$$

Entnehmen wir die Einheitswindungszahlen n_F je cm² einer Drahttabelle über die Abmessungen und Eigenschaften von Kupferdrähten, so erhalten wir folgende Zusammenstellung:

	Wicklung		
	w_p	$w_{s(innen)}$	$w_{s(außen)}$
Windungszahl	5400	163	163
Drahtdicke in mm	0,18	0,45	0,45
n_F in Wdg/cm²	2000	370	370
Wickelraum $\frac{w}{n_F}$ in cm²	2,7	0,44	0,44

Der Flächeninhalt des Wickelquerschnittes in cm² ist demnach

$$Q_w = f \cdot (2,7 + 0,44 + 0,44) = 1,8 \cdot 3,58 = 6,44 \text{ cm}^2,$$

wenn wir für f den Größtwert von 1,8 einsetzen.
Der vorgesehene Kern EI 84a hat einen Fensterquerschnitt von nur 5,9 cm² brutto, reicht also nach unserer Rechnung nicht aus. Da die Werte nach den angegebenen Faustformeln reichlich sind, kann man unbedenklich den Drahtdurchmesser um so viel schwächer wählen, daß die Wicklungen untergebracht werden können.
Wir wählen also für $w_p = 5400$ Windungen, 0,17 CuL und für $w_s = 2 \cdot 163$ Windungen, 0,43 CuL. Dann ergibt sich für

$$Q_w = 1,8 \, (2,4 + 0,42 + 0,42) = 5,852 \text{ cm}^2,$$

so daß der Fensterquerschnitt des verwendeten Eisenkernes EI 84a restlos ausgenutzt wird.

Aufgabe 19:

Für zwei Endröhren EL 84 im Gegentakt-AB-Betrieb ist ein Breitband-Ausgangsübertrager zu berechnen. Untere Grenzfrequenz $f_u = 40$ Hz. Die Anoden- und Schirmgitterspannungen betragen 250 V. Nach dem Datenblatt vom VEB Werk für Fernmeldewesen für die EL 84 gehören hierzu ein Anodenruhestrom $I_a = 42$ mA je Röhre, ein Außenwiderstand von Anode zu Anode $R_{a/a} = 8$ kΩ und eine erzielbare Sprechleistung $N_\sim = 11$ W bei einem Klirrfaktor $k = 4\%$. Der Lautsprecherwiderstand betrage $R_L = 5\ \Omega$. Schließlich soll der Übertrager eine Gegenkopplungswicklung für 0,8 V erhalten.

DISKUSSIONSBEITRÄGE

Unter der Rubrik „Nachrichten und Kurzberichte" schrieben Sie im Heft 1 (1959) S. 2, über die erste elektronische Rechenmaschine in der DDR. In diesem Zusammenhang erlaube ich mir, Ihnen einige Mitteilungen über die von uns durchgeführte Entwicklung von elektronischen Rechenmaschinen zu machen.

Im Mai und Juni des Jahres 1953 wurde von einer Entwicklungsgruppe des damaligen VEB Büromaschinenwerk Karl-Marx-Stadt verschiedenen Fachleuten in der DDR, die sich mit dem Bau von elektronischen Rechenmaschinen beschäftigen, unter anderem Herrn Prof. Lehmann von der TH Dresden, eine funktionstüchtige elektronische Klein-Rechenmaschine vorgestellt, die als Multiplikations-Zusatzgerät für mechanische Buchungsautomaten gedacht war. Im Laufe der Jahre erfolgte die Weiterentwicklung der Maschine, wobei im Jahre 1955 weitere Maschinen fertiggestellt worden sind. Durch Einsatz anderer Röhren wurde aber diese Entwicklung nicht in die Serienproduktion überführt. Im Jahre 1956 wurde jedoch eine solche elektronische Rechenmaschine im Institut für maschinelle Rechentechnik in Dresden eingesetzt.

Aus dieser Entwicklungsgruppe entstand im Jahre 1957 der VEB Elektronische Rechenmaschinen.

Der erste industrielle Einsatz einer elektronischen Rechenmaschine, die von einer Entwicklungsgruppe unseres Betriebes entwickelt und gebaut worden war, erfolgte im Februar 1957 im VEB Maschinelles Rechnen, Berlin. Derartige elektronische Rechenmaschinen sind inzwischen in den verschiedensten Betrieben der DDR in Verbindung mit Lochkartenanlagen zum Einsatz gelangt.

Es handelt sich bei all diesen Maschinen wohlgemerkt um digitale elektronische Rechenmaschinen. Man kann jedoch bei diesen Maschinen nicht von einem programmgesteuerten Rechenautomaten sprechen, als den man die Maschine D 1/2 des Funkwerkes Dresden ansehen muß. Ob die Entwicklung der elektronischen Analogie-Rechenmaschinen früher eingesetzt hat als die Entwicklung der elektronischen Digital-Rechenmaschinen, ist mir nicht bekannt.

Ich hoffe, daß mit diesem Beitrag eine weitere Klärung des Einsatzes der ersten elektronischen Rechenmaschine in der DDR gegeben ist.

VEB Elektronische Rechenmaschinen
Karl-Marx-Stadt
gez. Schulze, Wissenschaftlicher Leiter

*

Im Heft 24 (1958) wurde im Jahresrückblick mit Recht eine immer noch unzureichende Koordinierung einzelner Produktionen im Rundfunk- und Fernsehbereich kritisiert, z. B. vier Kanalwählertypen, zuviel Empfängertypen bei prinzipiell gleichem Schaltungsaufbau u. ä. Dazu muß leider gesagt werden, daß dieser Zustand meist aus einer betriebsegoistischen Arbeitsweise herrührt.

Die Betriebe setzen sich oftmals über gesetzliche Bestimmungen für Entwicklungsarbeiten hinweg, entziehen sich dadurch der Koordinierung und Lenkung und können somit Neuentwicklungen, die nicht immer gerechtfertigt sind und keineswegs dem besten technischen Stand entsprechen, auf den Markt bringen. Grundlage für diese erforderliche Koordinierung und Lenkung ist die beratende und gesetzlich geregelte Tätigkeit der „Zentralen Arbeitskreise für Forschung und Technik" beim Forschungsrat der DDR, denen alle Entwicklungsaufgaben vorzulegen sind.

Es soll hier nicht über die Tätigkeit der Arbeitskreise im einzelnen berichtet, jedoch darauf hingewiesen werden, daß es gerade eines der Ziele der Arbeitskreise ist, unnötige Doppelentwicklungen vermeiden zu helfen, um mit der beschränkten Anzahl von Entwicklungsingenieuren höchstmögliche Wirkung zu erreichen.

Die VVB RFT Rundfunk und Fernsehen sollte es sich daher angelegen sein lassen, die ihr unterstellten Betriebe zur Einhaltung der gesetzlichen Bestimmungen zu veranlassen und den Betriebsegoismus einzudämmen. Erst dann ist die Basis für eine gesunde Standardisierung, die nicht etwa „Einheitsempfänger" bedeutet, gegeben, die dann auch zu billigeren Verbraucherpreisen führen wird.

Dr. W. Rohde

*

Im Heft 22 veröffentlichten Sie einen Schriftwechsel mit Herrn Prof. Dr. Ing. W. Reichardt über „Standardisierung und Elektroakustik". Vielleicht darf ich mir als Leser Ihrer Zeitschrift erlauben, diese Darlegungen etwas zu ergänzen.

Aufgabe der Studiotechnik des Rundfunks ist es, dem Hörer eine bestmögliche Übertragungsqualität zu vermitteln. Für die Lösung dieser Aufgabe ist es primär erforderlich, daß auf Seiten des Rundfunks geeignete Aufnahmeräume und eine geeignete Aufnahme- bzw. Übertragungstechnik zur Verfügung stehen, und zweitens, daß die vom Studio abgegebene Qualität im Wohnraum des Hörers mit Hilfe geeigneter Empfangsgeräte weitgehend reproduzierbar ist. Da in das Endprodukt natürlich die akustischen Verhältnisse beim Hörer wesentlich eingehen, macht es sich bereits bei der Planung der Akustik von Aufnahmestudios und ihrer elektroakustischen Einrichtungen notwendig, die Relation zum Hörer entscheidend zu berücksichtigen. Im Zusammenhang mit dem Bau des neuen Funkhauses in Berlin war bereits vor einigen Jahren klar erkannt worden, daß es erforderlich ist, den Fragen der subjektiven Bewertung zunehmende Bedeutung beizumessen, um eine optimal erreichbare Studioqualität, insbesondere für ihre Ausstrahlung über UKW sicherzustellen.

Unter der wissenschaftlichen Leitung von Herrn Dr. Ing. Keibs wurden daher von Mitarbeitern des BRF in den Aufgabenbereichen der verschiedensten Laboratorien die Fragen der Qualität vom Beginn der Planung des neuen Funkhauses an laufend vorangetrieben. Diese führten schließlich zu dem Ergebnis, daß heute aus den neuen Musikstudios mittels hochwertiger elektroakustischer Einrichtungen Übertragungen möglich sind, die dem Hörer die akustischen Verhältnisse bester Konzertsäle vermitteln. Voraussetzung ist, daß bestimmte Bedingungen in der außerhalb des Funkhauses liegenden Übertragungskette, beim Empfangsgerät des Hörers und beim Zusammenwirken der verwendeten Lautsprecheranordnung mit den akustischen Eigenschaften des Wohnraumes erfüllt werden.

In diesem Zusammenhang befaßte sich der Rundfunk intensiv mit der Frage der subjektiven Übertragungsqualität und bemühte sich, Relationen zwischen subjektiven und objektiven meßtechnischen Parametern zu schaffen. Neben den rein technischen Labors wurde vor über zwei Jahren beim BRF ein Laboratorium für akustisch-musikalische Grenzgebiete eingerichtet. Im Rahmen der Arbeit dieses Laboratoriums wurde eine Hörgruppe geschaffen, die sich aus Ingenieuren und Technikern der Labors und des Rundfunkbetriebes, Tonmeistern, Musikredakteuren, Musikwissenschaftlern usw. zusammensetzt.

Aus dem Brief von Herrn Prof. Reichardt entnimmt man, daß z. Z. noch keine Festlegungen über subjektive Bewertungsverfahren und über die Zusammenstellung von Hörtrupps bestehen. Es sei jedoch hierzu auf einen Beitrag im Heft 2 (1958) der Technischen Mitteilungen des BRF verwiesen, der bereits nähere Einzelheiten über die Ausbildung der Hörgruppe des Rundfunks und über deren Arbeitsmethode für subjektive Beurteilungen enthält (weitere Beiträge zu dieser Frage werden im Heft 2 (1959) der BRF-Zeitschrift erscheinen).

Außer der Beurteilung der eigenen Rundfunkproduktion in Studioregieräumen hat sich das BRF auch die Aufgabe gestellt, Industrieempfänger zu bewerten. Eine solche Arbeit kann nur dann von Erfolg sein, wenn es bei der Empfängerindustrie einen Partner gibt, der sich in gleicher Weise sowohl in subjektiver wie in objektiver Hinsicht mit derartigen Qualitätsfragen befaßt und ähnliche Bewertungs- und Meßmethoden benutzt, wie sie der Rundfunk schon seit längerer Zeit mit Erfolg anwendet.

Aus diesen Gründen kann die Schaffung einer zentralen Entwicklungsstelle im Bereich der VVB, wie sie Herr Prof. Reichardt vorschlägt, nur begrüßt werden. Bei den von Herrn Prof. Reichardt aufgezeigten Aufgaben für eine solche Entwicklungsstelle kann das BRF bereits jetzt auf Grund seiner eigenen Arbeiten wesentliche Hinweise für den dafür einzuschlagenden Weg geben.

Dipl.-Ing. G. Steinke
Betriebslabor für Rundfunk und Fernsehen

Fachbücher

A. Ditl

Systeme mit modulierter Trägerwelle

Bücherei der Hochfrequenztechnik, Band 6
Akademische Verlagsgesellschaft
Geest und Portig KG, Leipzig, 1958
144 Seiten, 37 Bilder, 19,80 DM

In der Bücherei der Hochfrequenztechnik, die von Prof. Frühauf und Prof. Zenneck herausgegeben wird, ist ein neuer Band erschienen, der in vielfacher Hinsicht beachtenswert erscheint. Zunächst ist es als erfreuliches Zeichen der Freundschaft und gutnachbarlichen Beziehungen zwischen der DDR und der tschechoslowakischen Volksrepublik zu werten, daß ein bekannter tschechischer Fachmann, Dr. A. Ditl vom Popow-Forschungsinstitut für Nachrichtentechnik in Prag, seine Forschungsergebnisse in deutscher Sprache in der DDR veröffentlicht. Es ist leider so, daß nur wenige Fachleute unseres Gebietes die tschechische Sprache beherrschen und daß man oft den ausgezeichneten Arbeiten der tschechischen Nachrichtentechniker aus sprachlichen Gründen nicht die genügende Würdigung zuteil werden läßt. Das vorliegende Buch behandelt ein Teilgebiet der Modulationstheorie und wendet sich, da es trotz seines kleinen Umfanges hohe mathematische Kenntnisse erfordert, in erster Linie an den Spezialisten. Bevor man an das Studium dieses Buches geht, sollte man die einschlägige Literatur dieses Fachgebietes gelesen haben, so z. B. die Kapitel über Modulation aus dem Vilbig, dann den Henkler und eventuell das Buch von Black (Modulation Theory).
Die Notwendigkeit des Erscheinens eines Spezialwerkes über das Gebiet der Modulationstheorie ist durch die Praxis gegeben worden. Die modernen Funkrelaislinien mit ihren Vielkanalübertragungsverfahren erfordern eine kritische Durchsicht der bisher veröffentlichten Arbeiten, und es finden sich Unzulänglichkeiten in der mathematischen Behandlung der Verzerrungen innerhalb des Systems mit modulierter Trägerwelle. Die hohe Übertragungsbandbreite und die oft erfolgende Serienschaltung vieler Relaisstellen erfordern für die einzelne Station geringste Verzerrungen und Störungen. Eine Vorausberechnung der Eigenschaften ist auch aus ökonomischen Gründen erforderlich.
Nachdem in einem einleitenden Kapitel die Verzerrungen in linearen Systemen behandelt werden, geht der Verfasser in den folgenden Kapiteln zur mathematischen Erfassung der Probleme über und bespricht den grundsätzlichen Vorgang der Modulation und Demodulation einer Trägerwelle; weiterhin klärt er die Begriffe Amplitude und Frequenz. Das Kapitel IV ist den Widersprüchen in der bisher veröffentlichten Literatur gewidmet, und es wird gezeigt, daß die vom Verfasser vertretene Meinung mit der Praxis gut übereinstimmt. Das folgende Kapitel stellt die Verzerrungen frequenzbegrenzter Signale in Systemen mit modulierter Trägerwelle in den Mittelpunkt, während in Kapitel VI eine Anleitung zu praktischen Berechnungen von Verzerrungen gegeben wird. Die Einwirkung von Störsignalen wird im letzten Kapitel eingehend dargestellt, während ein Anhang zusätzliches mathematisches Rüstzeug für diesen Problemkreis angibt. Das Literaturverzeichnis ist umfangreich, was man vom Namens- und Sachregister jedoch nicht behaupten kann.
Alles in allem liegt in dem vorliegenden kleinen Werk ein auf dem modernsten Stand befindliches, vor allem an den Spezialisten gerichtetes Buch über Modulationstheorie vor, das zum Studium empfohlen werden kann. Die gute Ausstattung durch die Akademische Verlagsgesellschaft wird dem Inhalt voll gerecht.
Das Werk zeigt, daß die modernen Probleme der Nachrichtentheorie nur mit einem hohen mathematischen Aufwand zu lösen sind. Es ist aus der Praxis entstanden und für die Praxis bestimmt. Zu wünschen wäre, daß die Reihe „Bücherei der Hochfrequenztechnik" mit ähnlichen modernen Spezialwerken fortgesetzt wird. Die moderne Systemtheorie und Informationstheorie bieten genügend Stoff. *Fischer*

Referate

K. M. McKee

Das maschinelle Einsetzen von Bauteilen in gedruckte Schaltungen

British Communications & Electronics
Vol. 5, Nr. 9 (1958) S. 728···732

Es werden die verschiedenen Faktoren behandelt, die beim maschinellen Einsetzen von Bauteilen in Platten mit gedruckten Schaltungen eine Rolle spielen, z. B. die äußere Gestaltung der Bauteile mit Zuführungsdrähten und Toleranzen sowie verschiedene Maschinen und Taktstraßen mit Preisen und Leistungen. Die überwiegende Mehrheit der Bauteile ist für das Einfügen in die gedruckten Schaltungen mit beiderseits axial herausragenden Anschlußdrähten versehen, für die die Forderungen eines Mindestdurchmessers von 0,5 mm und einer Geradheitstoleranz von ±1,2 mm bestehen. Für derartige Bauteile in verschiedener Form stehen viele Maschinentypen zur Verfügung. Bei der maschinellen Zuführung werden allgemein die Zuleitungsdrähte benutzt, in die Sprossenräder eingreifen. Es ist üblich geworden, die Zuleitungsdrähte beiderseits mittels Klebestreifen zu verbinden und das so entstehende Band zu Rollen aufzuwickeln, so daß die Montagemaschinen mit Bauteilen in Rollenform gespeist werden können. Eine besondere Maschine zur Herstellung dieser Rollen verarbeitet etwa 200 Bauteile je Minute, wobei das Klebeband für 75 Bauteile einen Penny kostet. Schwieriger ist das Einfügen von Bauteilen mit radialen Zuleitungen, z. B. scheibenförmige Kondensatoren. Eine Möglichkeit hierzu besteht in dem Zusammenkleben der Körper, so daß eine Stange aus Bauteilen entsteht. Bei Bauteilen mit größerem Gewicht, z. B. Transformatoren, elektrolytischen oder Drehkondensatoren, ist das automatische Einfügen in die gedruckten Schaltungen nicht wirtschaftlich. Letztere können jedoch mit maschinell eingefügten Ösen versehen werden, in die die Zuleitungen der Bauteile einschnappen. Für die eigentliche Einfügeoperation sind verschiedene Maschinentypen mit Einspeisung der Bauteile in loser oder Rollenform üblich. Ein Maschinentyp wurde mit dem Ziel großer Anpassungsfähigkeit bezüglich Form und Größe der Bauteile entwickelt. Diese Maschine kann Bauteile bis zu 25 mm Druchmesser und 64 mm Länge verarbeiten; verbogene und exzentrische Zuleitungsdrähte werden vor dem Einsetzen automatisch gerichtet. Die Tafel [siehe unten (d. Red.)] enthält einige Daten von Einzelmaschinen bzw. Vielfachmontageanlagen. *Fuchs*

Daten einiger Montageanlagen für gedruckte Schaltungen

	Zahl der Einfüge-maschinen	Zahl der Bedienungs-personen	Zahl der montierten Bauteile je Stunde		ungefähre Kosten
			maximal	durch-schnittlich	
Einzelmaschine Bauteile lose	1	1	900	700	500
Bauteile in Rollen	1	1	1500	1000	
Mehrfachanlage	6	2	5000	3000	3000
automatische Taktstraße aus 12 Stationen	10	2	12000	6000	9000
automatische Taktstraße aus 32 Stationen	30	3	36000	21000	20000

J. W. Buckelew und E. D. Knab

Ösenverbindungen für gedruckte Schaltungen

Bell Laboratories Record
Vol. 36, Nr. 10 (1958) S. 368···370

Bei gedruckten Schaltungen ist es oft erforderlich, Leiter auf beiden Seiten der Schaltungsplatte durch letztere hindurch elektrisch zu verbinden, z. B. weil wegen Leitungskreuzungen oder Aufdrucken von Bauteilen ein Leitungsnetz auf beiden Seiten der Schaltungsplatte vorgesehen ist. Diese Verbindungen müssen bei mechanischen Stößen und Schwingungen sowie Temperatur- und Feuchtigkeitsänderungen z. B. in Flugzeugen betriebsfähig bleiben. Für den Arbeitsgang der Verbindung dieser Leiter mittels verzinnter Kupferhohlnieten (Ösen) in schneller und wirtschaftlicher Weise wird eine in den Bell-Laboratorien entwickelte Einrichtung beschrieben, die aus einer kleinen Exzenterpresse, einem Schweißtransformator und einem Zeitkreis besteht. Außer der Zuführung der gedruckten Schaltung arbeitet die Einrichtung automatisch. Die Hohlnieten werden durch Schwerkraft zugeführt und bei einer Umdrehung der Exzenterwelle vernietet und verlötet. Letztere rotiert mit 45 U/min. Etwa 20° vor dem unteren Totpunkt wird der Lötstrom eingeschaltet. Die Lötzeit beträgt 0,05 bis 0,12 s. Falls erforderlich kann das Vernieten bündig ausgeführt werden. Es können Platten von 0,8 bis 3,2 mm Dicke aus Epoxydglasfaser oder Phenolfiber benutzt werden. Ein späteres Anlöten von Steckerstiften in den Hohlnieten bei einer Löttemperatur von 190° C ist möglich. Bei Prüfungen von 60 Schaltungsplatten mit den obengenannten Beanspruchungen blieben die Verbindungen einwandfrei. *Fuchs*

Neuerscheinungen und Neuauflagen

Fischer, Hans-Joachim, *Amateurfunk*, 2., verb. und erw. Auflage. 545 Seiten, 390 Bilder, 16,50 DM. Verlag Sport und Technik, Berlin.